

NERG

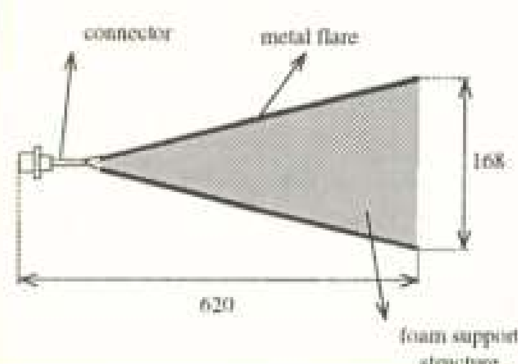
jaargang 64 nr 1 1999



IP TELEFONIE
IN DE
BEDRIJFSOMGEVING



IMPRESSIES OVER:
HUMANITAIR
ONTMIJNEN



DESIGN OF
GROUND
PENETRATING
ANTENNAS

$$B_{K;m,n} = \sum_{v=1}^{2}\sum_{p=1}^{M}\sum_{q=1}^{N} \alpha_{m,n,p,q}^{(K,v)} A_{v,p,q}$$

NONLINEAR
INVERSION OF A
BURIED OBJECT

Tijdschrift van het nederlands elektronica- en radiogenootscha

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Correspondentie-adres: Postbus 39, 2260 AA Leidschendam.
Gironummer 94746 t.n.v. Penningmeester NERG,
Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap (NERG) is een wetenschappelijke vereniging, welke zich ten doel stelt de kennis en het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica, signaalbewerking, communicatie- en informatie-technologie te bevorderen, en de verbreiding en toepassing van die kennis te stimuleren.

LIDMAATSCHAP

Voor lidmaatschap wende men zich via het correspondentie-adres tot de secretaris.. Het lidmaatschap van het NERG staat open voor academisch gegradueerden en anderen die door hun kennis en ervaring bij kunnen dragen aan het genootschap. De jaarlijkse contributie bedraagt voor gewone leden *f* 75,- en voor junior leden *f* 39,-. Bij automatische incasso wordt *f* 3,- korting verleend.

Gevorderde 1e fase studenten en 2e fase studenten komen in aanmerking voor het junior lidmaatschap en kunnen daartoe contact opnemen met de contactpersoon op hun universiteit.

In bepaalde gevallen kunnen ook andere leden, na overleg met de penningmeester, voor een gereduceerde contributie in aanmerking komen.

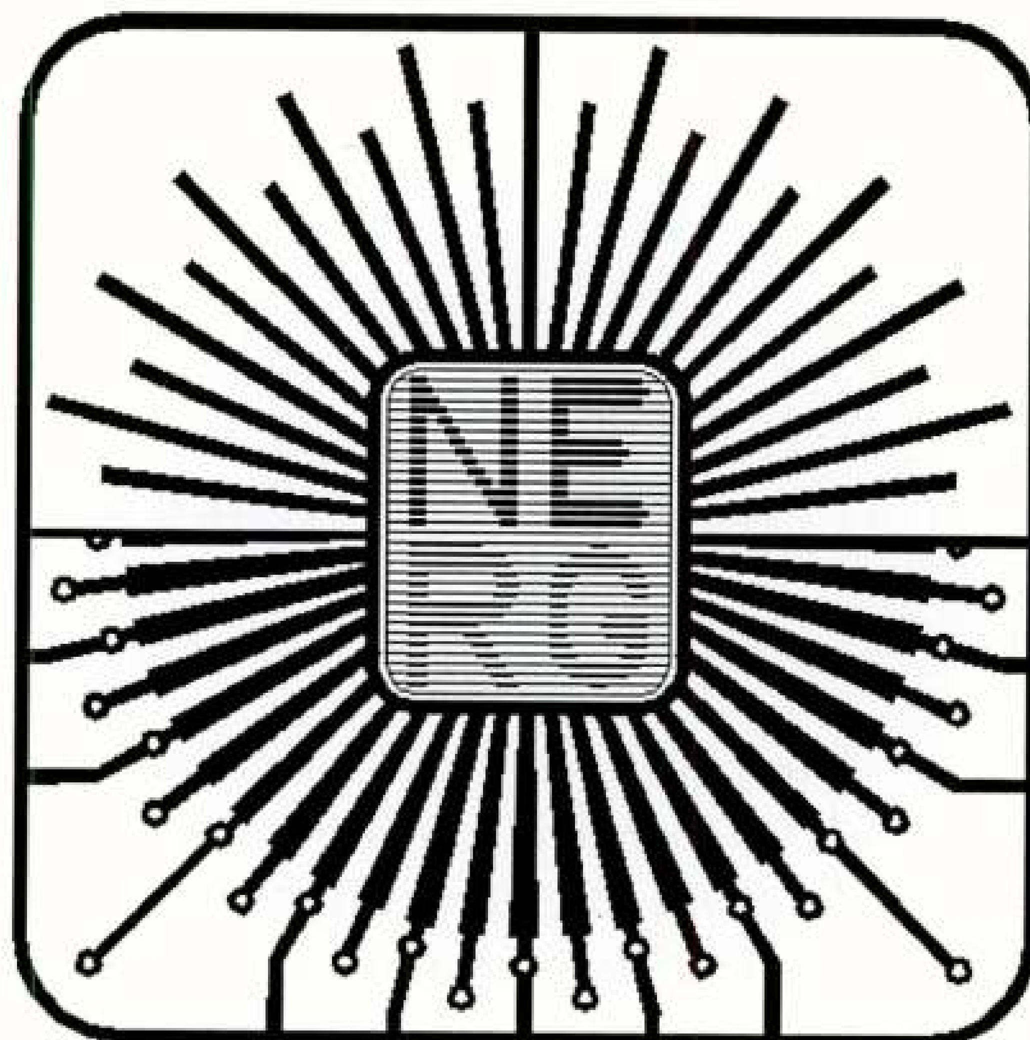
De contributie is inclusief abonnement op het Tijdschrift van het NERG en deelname aan vergaderingen, lezingen en excursies.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt gemiddeld vijf maal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en de telecommunicatie. Auteurs, die publicatie van hun onderzoek in het tijdschrift overwegen, wordt verzocht vroegtijdig contact op te nemen met de hoofdredacteur of een lid van de redactiecommissie.

Het jaarabonnement van het tijdschrift bedraagt *f* 75,-

ISSN 03743853
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap



Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

deel 64 nummer 1 1999

INHOUD

IP-Telefonie in de bedrijfsomgeving

Ruud Willemstein
Pim Hesdahl
Frank Derks

PHILIPS BUSINESS COMMUNICATIONS

Internet Protocol (IP) Telefonie is een technologie waarmee spraakcommunicatie over datanetwerken, zoals het Internet, mogelijk wordt gemaakt. De belangstelling voor IP-Telefonie is enorm. Dit komt in de eerste plaats door de grote besparingen op telecommunicatiekosten die men verwacht te kunnen behalen. Op iets langere termijn zullen het vooral de toegevoegde diensten zijn die de grootste drijfveer gaan vormen voor IP-Telefonie. In dit artikel wordt stilgestaan bij de vraag hoe IP-Telefonie kan worden geïntegreerd in de bedrijfsomgeving waar van oudsher gebruik wordt gemaakt van PBX en PBX-netwerken. Eerst echter zal enige aandacht worden gegeven aan het fenomeen van IP-Telefonie. Wat is het, hoe werkt het en wat zijn de standaarden.

Convergentie van IP-Telefonie en systemen voor bedrijfs-telecommunicatie



IN DIT ARTIKEL

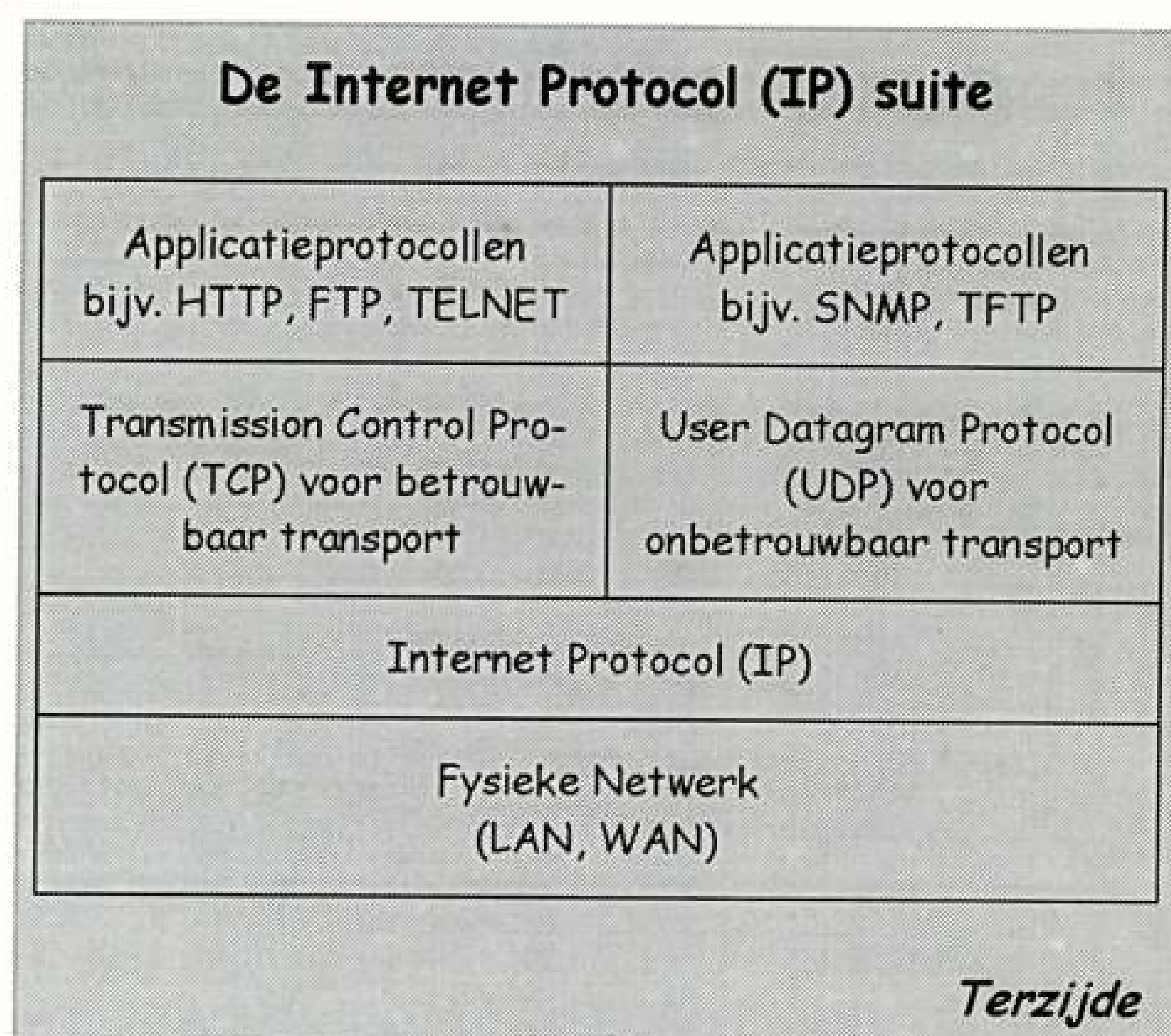
- Internet, Intranetten en het Internet Protocol
- IP-Telefonie en IP-Telefonie Gateways
- Netwerken voor bedrijfscommunicatie
- Toepassingen van IP-Telefonie in de bedrijfsomgeving
  - Private Virtual Networking over IP
  - Telewerken
  - Web Call Centers
- De evolutie van de PBX

Inleiding

Het Internet brengt enorme veranderingen teweeg in de manier waarop we werken en communiceren. Mensen over de hele wereld hebben toegang tot het Internet en kunnen onderling informatie uitwisselen. Hierbij wordt gebruik gemaakt van diensten zoals elektronische post, file transfer en het World Wide Web. Video en audio kunnen probleemloos over het Internet worden getransporteerd en het aanbod van multimedia diensten op het Internet neemt snel toe.

Internet Telefonie, of beter, Internet *Protocol* (IP) Telefonie is een technologie waarmee spraakcommunicatie vanaf de multimedia PC mogelijk wordt. Het geeft de gebruiker de mogelijkheid om over dezelfde Internetverbinding tegelijkertijd telefoongesprekken te voeren en andere Internet-applicaties te gebruiken, bijvoorbeeld een Web-browser.
IP-Telefonie is niet beperkt tot PC-gebruikers. Met behulp van IP-Telefonie Gateways is het mogelijk om de traditionele circuitgeschakelde telecommunicatienetwerken te koppelen met pakketgebaseerde IP-netwerken. Daarmee werpt zich ook de vraag op, hoe IP-Telefonietechnologie geïntegreerd kan worden in systemen voor bedrijfscommunicatie voor het bieden van nog betere diensten aan de zakelijke gebruiker.

IP-Telefonie achtergronden

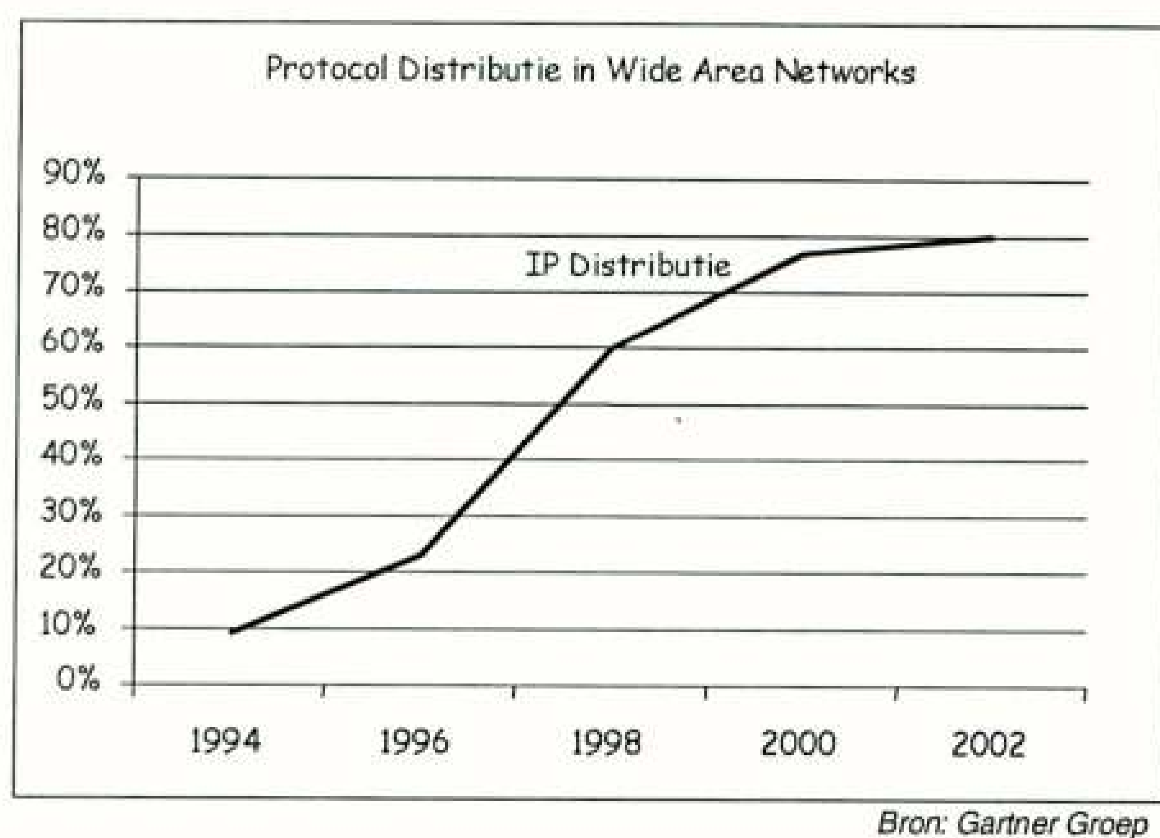


Internet, intranetten en het Internet Protocol

Het Internet is een wereldwijde verzameling van computernetwerken die met elkaar verbonden zijn door gebruik te maken van de Internet Protocol suite. Onderdeel van de IP-standaarden is een unieke manier om alle deelnemende computers te adresseren met een naam. De belangrijkste karakteristiek van het Internet is dat het zo wijdverspreid is. Mensen over de hele wereld hebben toegang tot het Internet. De toegang wordt aangeboden door de Internet Service Providers.

Intranetten werken op dezelfde manier als het Internet. Waar het Internet toegankelijk is voor het grote publiek, zijn intranetten voor exclusief gebruik door besloten gebruikersgroepen. Het voordeel van intranetten is dat de capaciteit en de prestaties beter controleerbaar zijn. Dat komt doordat intranetten gewoonlijk in eigen beheer zijn van de gebruikende organisatie.

Zowel het Internet als de intranetten zijn pakketgebaseerde netwerken, waarbij het Internet Protocol verantwoordelijk is voor het routeren van de informatiepakketten door het netwerk.



Figuur 1: Het belang van het Internet Protocol

Het belang van IP wordt duidelijk als we kijken naar figuur 1. Hieruit blijkt dat in het jaar 2000 wereldwijd 80% van alle datanetwerken gebaseerd zal zijn op het gebruik van IP.

IP-Telefonie

IP-Telefonie is een technologie die het mogelijk maakt om telefoongesprekken te voeren over het Internet, een intranet of elk ander op IP-gebaseerd netwerk. In tegenstelling tot de traditionele circuitgeschakelde telefonie, maakt IP-Telefonie gebruik van pakketgebaseerde technieken. Hierbij wordt de spraakinformatie opgedeeld in IP-pakketten welke over een IP-netwerk worden verzonden zonder vooraf een verbindingsweg op te zetten. De ontvanger verzamelt de IP-pakketten en stelt daarmee het oorspronkelijke spraaksignaal weer samen. Het gevolg van deze methode is dat IP-Telefonie geen garanties biedt op voldoende en constante bandbreedte voor een gesprek. Dit kan resulteren in vertragingen en mindere kwaliteit van de spraakoverdracht. Tot op heden hebben alle IP-Telefonieproducten hinder van dit probleem. De verwachting is echter dat de kwaliteit snel en drastisch zal toenemen met nieuw beschikbaarkomende producten. Verbeterde compressietechnieken zullen de hoeveelheid vereiste bandbreedte voor een gesprek nog verder omlaag brengen. Aan de andere kant zal ook de hoeveelheid beschikbare bandbreedte gaat toenemen door verdergaande investeringen in de IP-netwerken.

IP-Telefonie vindt zijn oorsprong in de consumentenmarkt. De multimedia PC van de gebruiker is uitgerust met een microfoon, luidsprekers, een geluidskaart, een speciaal softwarepakket, en natuurlijk een Internet aansluiting.



Figuur 2: IP-Telefonie in de consumentenmarkt

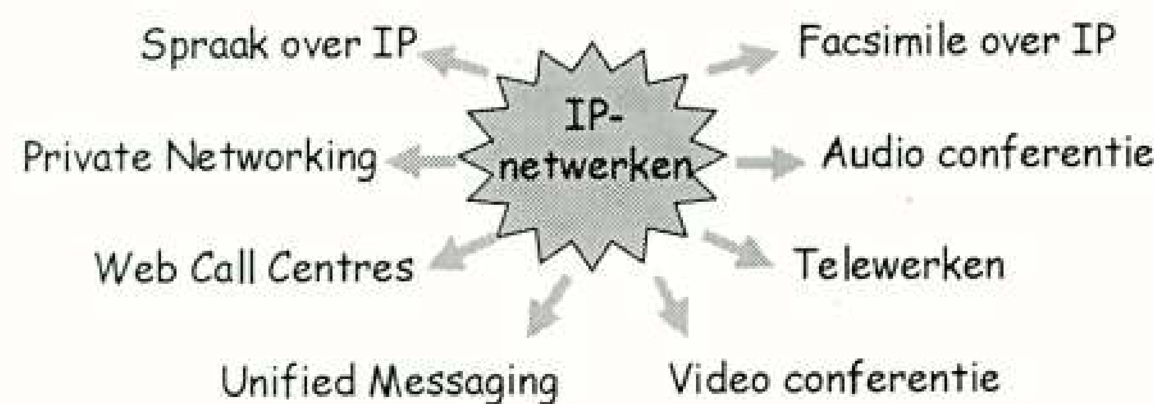
Het speciale softwareprogramma in de PC van de oproeper comprimeert en converteert de spraaksignalen in datapakketten. Deze datapakketten worden

vervolgens als IP-berichten via het IP-netwerk naar de PC van de bestemming gerouteerd. Bij de bestemming worden de datapakketten weer terug geconverteerd en geëxpandeerd tot de oorspronkelijke spraaksignalen. Het routeren van de IP-berichten door het netwerk is gebaseerd op het gebruik van IP-adressen (elke PC die gekoppeld is met het Internet krijgt een uniek IP-adres of een naam die vertaalbaar is in een uniek IP-adres).

De belangrijkste voordelen van IP-Telefonie zijn:

- Kostenbesparing, onder andere door het omzeilen van gesprekskosten.
- Toegevoegde waarde door simultaan gebruik van spraak, video en data en door een rijkere gebruikerservaring.
- Gemak door gemeenschappelijke infrastructuur en randapparatuur voor spraak en data.

Momenteel zijn de meeste toepassingen van IP-Telefonie nog beperkt tot het leveren van basistelefoniediensten, maar toegevoegde functies en nieuwe toepassingen worden snel belangrijk. Daarbij is IP-Telefonie zeker niet beperkt tot alleen maar het transporteren van spraak.



Figuur 3: Opkomende IP-Telefonie Markten

IP-Telefonie technologie is ook geschikt voor het transport van facsimile over IP netwerken, voor gebruik in telewerkomgevingen, voor toepassingen in bedrijfscommunicatie netwerken en voor vele soorten van multimedia toepassingen.

Standaarden voor IP-Telefonie

De eerste producten voor IP-Telefonie waren gesloten producten. Dat wil zeggen dat twee gebruikers alleen met elkaar kunnen communiceren wanneer ze op elkaar afgestemde producten van dezelfde fabrikant gebruiken. Het was meteen al duidelijk dat dergelijke gesloten producten nooit kunnen leiden tot een wereldwijde acceptatie van IP-Telefonie. Standaarden zijn daarom hard nodig om IP-Telefonie tot een succes te maken. Internationale standaardisatie is inmiddels dan ook in volle gang en eerste standaarden zijn reeds beschikbaar. De belangrijkste basis voor deze standaarden zijn de H.323 aanbevelingen van het ITU-T (zie de hiernaaststaande achtergrondinformatie).

ITU-T aanbeveling H.323

Systeem besturings functies	Verbinding besturings functies	Gatekeeper (RAS) functies	RTCP	Audio/ spraak G.7.xx
H.245	H.225.0	H.225.0	H.225.0	RTP H.225.0
TCP		UDP		
Internet Protocol (IP)				

H.323 is een aanbeveling van het ITU-T. H.323 wordt gezien als de belangrijkste basis voor standaarden ten behoeve van multimedia communicatie (audio, video, data) over pakketgebaseerde netwerken (bijv. een IP-netwerk) die niet noodzakelijkerwijs kwaliteitsgaranties bieden. H.323 is in feite een verzameling van een aantal andere aanbevelingen, zoals weergegeven in de bovenstaande figuur.

De belangrijkste componenten in het H.323 bouwwerk zijn:

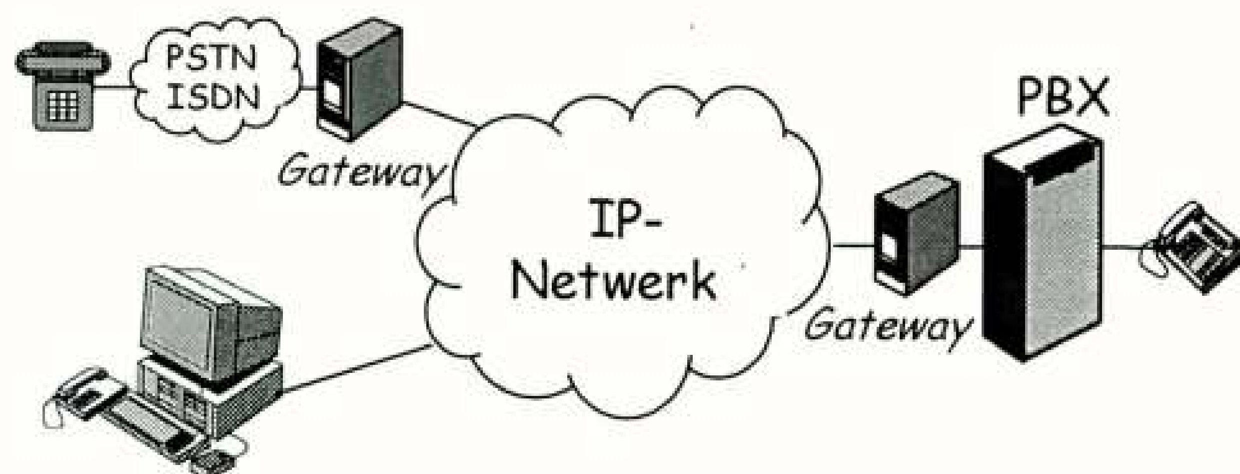
- Systeembesturingsfuncties, vastgelegd in aanbeveling H.245. Bijvoorbeeld de onderhandeling tussen twee communicerende eindpunten over het gebruik van een gemeenschappelijke codec.
- Verbindingsbesturingsfuncties, vastgelegd in aanbeveling H.225.0. Deze omvatten de signaleringsfuncties voor het opzetten, onderhouden en verbreking van "gesprekken".
- Gatekeeper functies, vastgelegd in aanbeveling H.225.0. De Gatekeeper is een optioneel onderdeel van een IP-Telefonienetwerk. Taken van een Gatekeeper zijn bijvoorbeeld adresvertaling en registratie en toelating van H.323 terminals in het netwerk (Registration, Admission, Status).
- Real-time Transmission Protocol (RTP) en Real-time Transmission Control Protocol (RTCP), eveneens vastgelegd in aanbeveling H.225.0. Deze bieden functies voor het transport van real-time informatie over IP-netwerken.
- Audio/spraak functies. Voordat de audio informatie tussen de gebruikers kan worden getransporteerd, zal de informatie moeten worden gedigitaliseerd en gecodeerd. Hierbij kan gebruik worden gemaakt van verschillende codecs (beide eindpunten in de communicatie dienen vooraf te onderhandelen over welke codec gebruikt gaat worden).
- Video functies (optioneel) voor het transporteren van video informatie tussen eindgebruikers.

H.323 componenten maken gebruik van de transportfuncties van hetzij TCP hetzij UDP, afhankelijk van de eisen die worden gesteld aan prestatie en betrouwbaarheid van het transport. Besturingsinformatie vraagt een betrouwbaar transport en maakt gebruik van TCP. Spraak/audio maakt gebruik van UDP omdat TCP veel complexer is en een nadelig effect heeft op de prestatie van de real-time communicatie.

Terzijde

IP-Telefonie Gateway

Om gesprekken te kunnen voeren tussen een Internet PC en de traditionele telefonie-omgeving is een IP-Telefonie Gateway nodig, zie figuur 4.



Figuur 4: IP-Telefonie in de consumentenmarkt

De belangrijkste taken van een IP-Telefonie Gateway zijn:

- Het bieden van een interface naar het IP-netwerk.
- Het bieden van een interface naar het telefonienetwerk, bijvoorbeeld een PBX of het ISDN.
- Conversie tussen telefoonnummers en IP-adressen.
- Verzenden, ontvangen en converteren van spraak in IP-datapakketten.

Bedrijfscommunicatienetten

Bedrijven, organisaties en instellingen bezitten (of huren) vaak een eigen netwerk voor de interne telecommunicatie. Deze gesloten netwerken zijn daarbij gewoonlijk gekoppeld met openbare netwerken, voor de communicatie met externe gebruikers. Van oudsher onderkent men twee soorten van bedrijfsnetwerken, een bedrijfstelefonienetwerk en een bedrijfsdatanetwerk. Redenen voor het voeren van eigen bedrijfsnetwerken zijn dezelfde voor telefonie en datanetwerken:

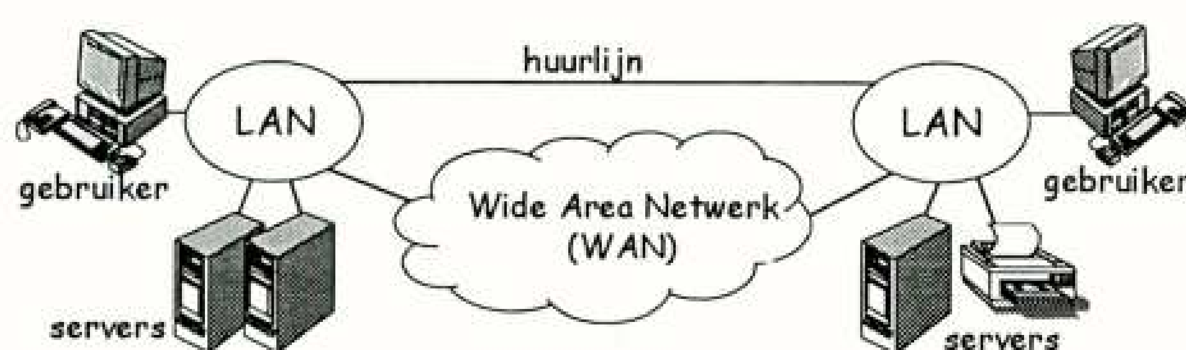
- Beheersing van de kosten (bij een eigen netwerk is de interne communicatie "gratis").
- Sneller en goedkoper systeembeheer door onafhankelijkheid van openbare dienstverleners.
- Meer en op maat gesneden toegevoegde functies.
- Betrouwbaarheid en veiligheid.

De belangrijkste component in een bedrijfsnetwerk voor telefonie is van oudsher de PBX (Private Branch eXchange). De PBX maakt de verbindingen tussen de zakelijke gebruikers voor hun dagelijkse communicatie. Daarbij biedt de PBX een scala van toegevoegde functies die veel verder gaan dan wat het openbare telefonienetwerk kan bieden. Deze diensten zijn niet alleen beschikbaar voor gebruikers van vaste toestellen, maar ook voor mobiele gebruikers. Bijvoorbeeld door het gebruik van DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunications) als toegangstechniek tot de PBX. Voor gesprekken met de buitenwereld heeft de PBX koppelingen met het openbare telefonienetwerk. Daarnaast is het mogelijk om meerdere PBX'en te koppelen tot een groter bedrijfsnetwerk, bijvoorbeeld voor organisaties die uit verschillende vestigingen bestaan.



Figuur 5: Gekoppelde PBX'en in een bedrijfsnetwerk

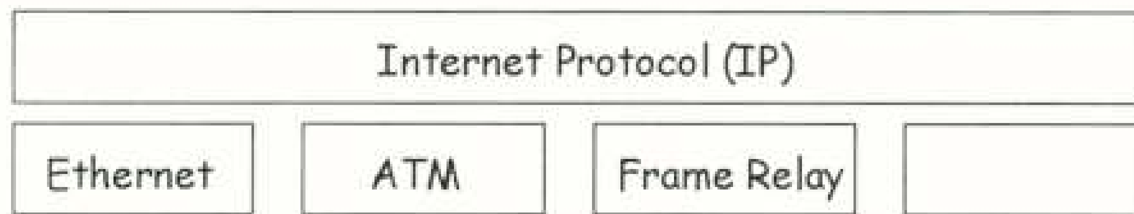
PBX'en in een netwerk kunnen zijn gekoppeld met huurlijnen of met geschakelde lijnen over het openbare netwerk. Eén van de voordelen van het gebruik van huurlijnen is dat rechtstreekse signalering mogelijk is tussen de PBX'en zonder interventie van het openbare netwerk. Dit opent de weg voor een hoge functionaliteit binnen het totale bedrijfsnetwerk. Het gebruik van huurlijnen is niet in alle configuraties economisch te verantwoorden. Het alternatief is dan om de PBX'en te koppelen via publieke geschakelde lijnen. Echter daarbij is er in eerste instantie geen rechtstreekse signalering mogelijk tussen de PBX'en. Daardoor is er ook geen transparantie voor PBX-diensten. Om dit probleem op te lossen, werd gezocht naar middelen om toch rechtstreekse signalering te kunnen voeren tussen PBX'en die zijn gekoppelde door publieke geschakelde lijnen. De Philips SOPHO PBX bijvoorbeeld, biedt een *"Private Virtual Networking"* oplossing, waarbij PBX-signalering transparant kan worden getransporteerd over het publieke netwerk.



Figuur 6: Gekoppelde LAN's in een bedrijfsdatanetwerk

Het hart van een bedrijfsnetwerk voor data is het Local Area Netwerk (LAN). LAN's worden vaak toegepast om gemeenschappelijke hulpmiddelen ("servers") zoals printers, mainframes en disks te delen tussen meerdere gebruikers. LAN's kunnen onderling worden gekoppeld door huurlijnen of indi-

rect via Wide Area Netwerken. Veel van de huidige LAN's maken gebruik van Ethernet verbindingen voor de fysieke koppeling naar de gebruiker. ATM, ook vaak genoemd als oplossing naar de desktop, lijkt daardoor vooral beperkt te gaan worden tot toepassing in het Wide Area netwerk. Een belangrijke verdere constatering is, dat IP zich inmiddels stevig heeft gevestigd als het meest belangrijke netwerkprotocol voor communicatie in datanetwerken.



Figuur 7: IP boven op Ethernet, ATM, enz.

Traditioneel zijn de bedrijfsnetwerken voor telefonie en data gescheiden netwerken. Niet alleen fysiek, maar ook organisatorisch. Waar de telecommunicatiemanager verantwoordelijk is voor het telefonienetwerk, is de IT-manager verantwoordelijk voor het datanetwerk. Meer recent zien we echter dat het verschil tussen telefonie- en datanetwerken aan het verdwijnen is. Een voorbeeld hiervan is de opkomst van Computer Telephony Integration (CTI), een ontwikkeling waarbij een computer in het datanetwerk de gespreksafhandeling in de PBX kan beïnvloeden en besturen. En met een nieuwe techniek als IP-Telefonie wordt een belangrijke volgende stap gezet naar een verdere integratie van spraak- en datanetwerken.

Toepassingen van IP-Telefonie in de bedrijfsomgeving

De belangrijkste argumenten voor toepassingen van IP-Telefonie in de bedrijfsomgeving zijn de volgende:

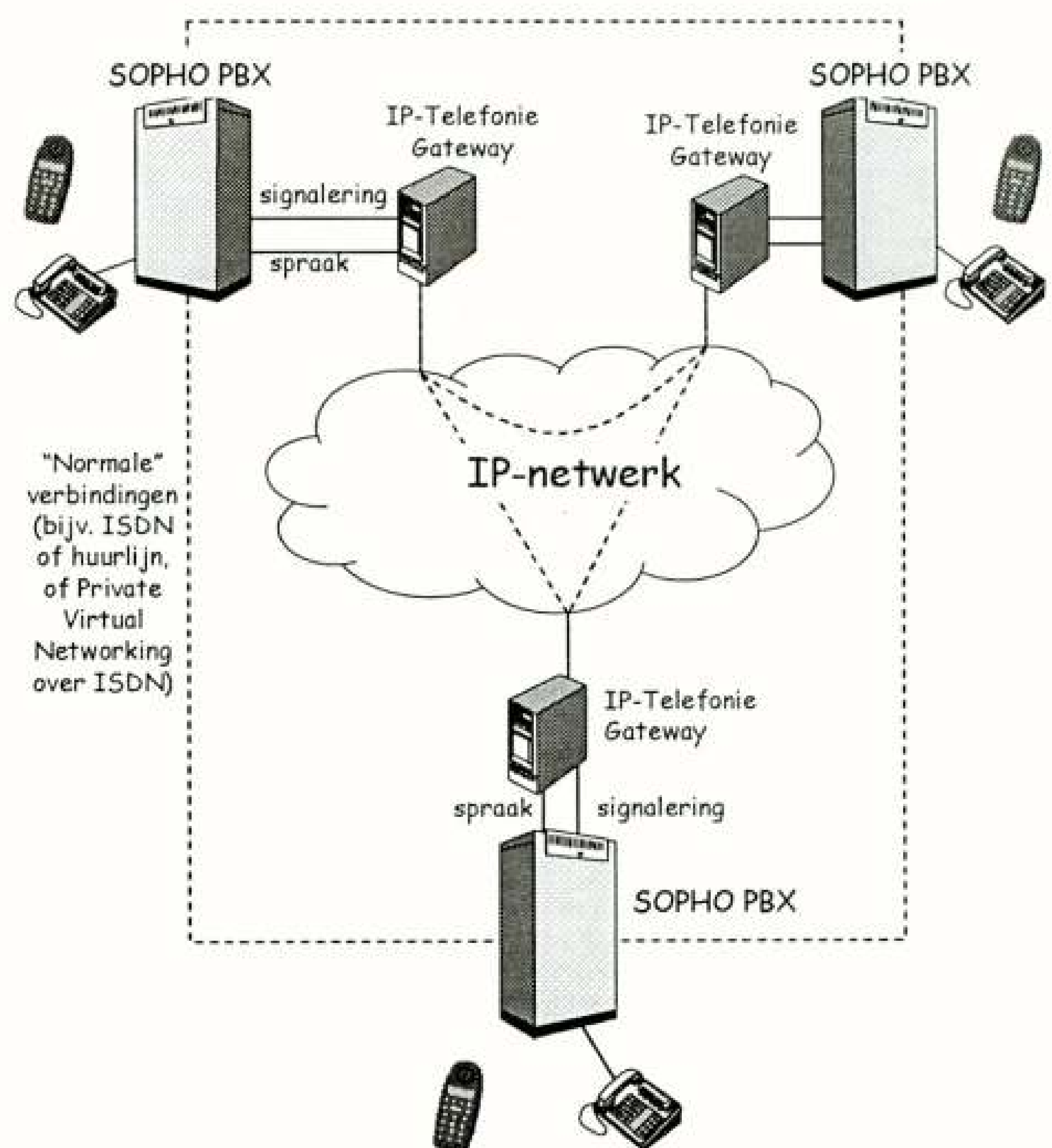
- Kostenbesparing op gesprekken en infrastructuur.
- Toegevoegde waarde door gelijktijdige spraak, video en data en door een rijkere gebruikersperceptie.
- Gemak voor beheerders en gebruikers door één enkele infrastructuur en één enkel gebruikersapparaat (de PC).

Bij het definiëren van IP-Telefonietoepassingen in de bedrijfsomgeving is het belangrijk om een volledige integratie na te streven met de bestaande telecommunicatie- en datacommunicatie-infrastructuren en systemen. Daarbij is het belangrijk dat gebruikers van IP-Telefonie kunnen beschikken over dezelfde diensten en faciliteiten als worden geboden in bestaande bedrijfstelefonienetwerken.

In het nu volgende deel zullen enkele voorbeelden worden besproken van toepassingen van IP-Telefonie in de bedrijfsomgeving. De voorbeelden zijn afkomstig van enkele succesvolle proeven die zijn opgezet met de Philips SOPHO PBX. Deze proeven passen in de plannen van Philips Business Communications om IP te voeren als het kernprotocol voor zijn bedrijfscommunicatieplatform.

Private Virtual Networking over IP netwerken

In deze toepassing worden de verschillende PBX'en van een gedistribueerd bedrijfstelefonienetwerk met elkaar gekoppeld via een IP-netwerk. Het is een uitbreiding van de al bestaande Private Virtual Networking oplossing voor circuitgeschakelde verbindingen. De voordelen van deze uitbreiding zijn toegespitst op kostenbesparing op de dagelijkse bedrijfscommunicatie. Dit wordt bereikt door het verkeer tussen de PBX'en te routeren over de bestaande datalijnen van het bedrijf (opvullen van de overcapaciteit) of door het verkeer te routeren over het (nagenoeg kostenloze) publieke Internet. Hierdoor zijn minder huurlijnen nodig en minder kosten die moeten worden betaald aan de publieke operators.



Figuur 8: Private Virtual Networking over IP

De koppeling van de PBX met het IP-netwerk is door middel van een IP-Telefonie Gateway. Er zijn twee manieren waarop dit kan worden uitgevoerd. In de basisoplossing wordt alleen de spraak tussen de

PBX'en over het IP-netwerk vervoerd. Er is dan geen intelligente communicatie mogelijk tussen de PBX'en en daarmee is er geen transparantie van PBX-diensten. Beter is het om behalve de spraak ook de inter-PBX signalering te transporteren waardoor volledige transparantie van faciliteiten wordt verkregen, op dezelfde manier als wanneer gebruik zou worden gemaakt van huurlijnen. Dit is geïllustreerd in figuur 8.

In deze toepassing is de gebruiker zich er niet van bewust als zijn gesprek over het IP-netwerk wordt gerouteerd. De handelingen die hij of zij moet verrichten voor het opzetten van een gesprek zijn als gebruikelijk. De SOPHO PBX zorgt ervoor dat het gesprek, ongemerkt door de gebruiker, over de meest efficiënte verbinding wordt gerouteerd. Dat kan een IP-verbinding zijn, maar ook een huurlijn of een verbinding over het geschakelde openbare telefoonnetwerk. De selectie van de meest geschikte route wordt voor elk gesprek opnieuw doorlopen.

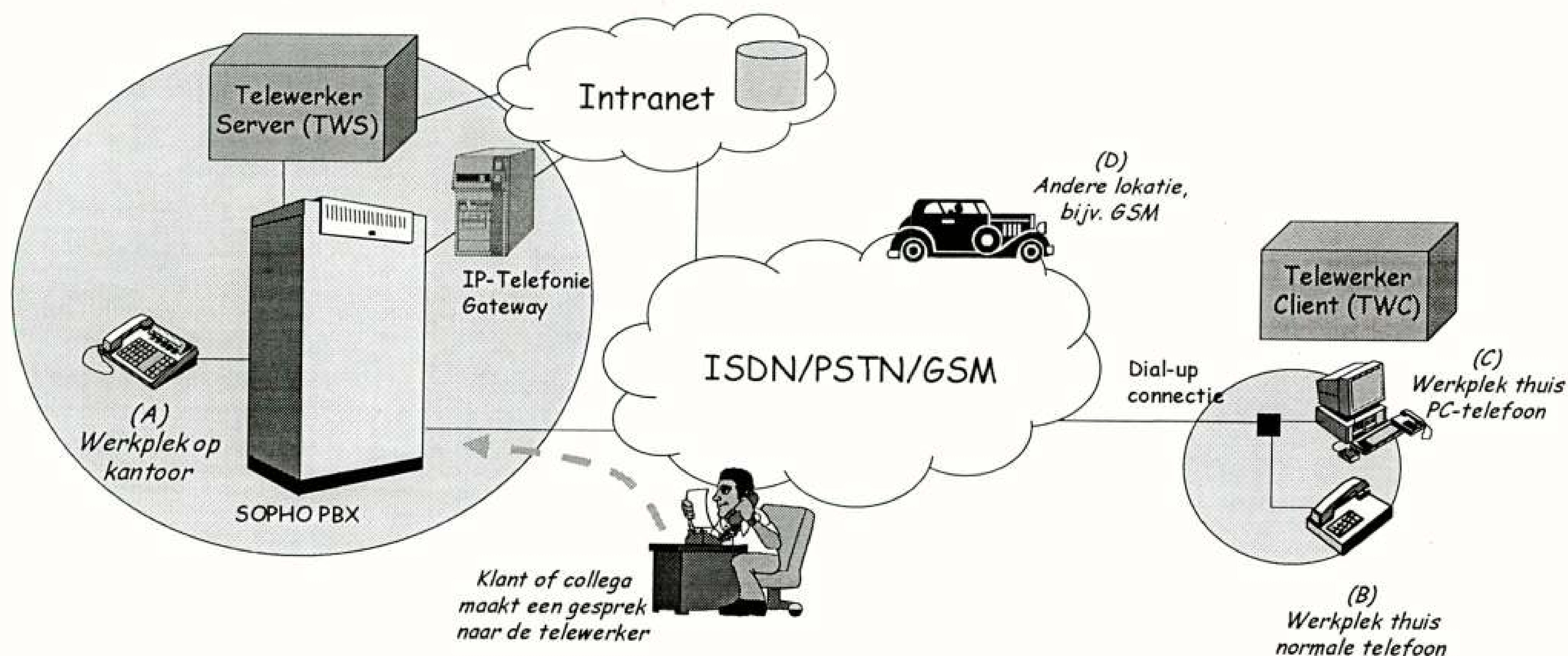
Criteria voor de selectie is een samenspel van een aantal factoren, zoals kosten, kwaliteit en beschikbaarheid. Het ligt daarbij voor de hand om de IP-verbinding als eerste keus te nemen. Maar als, bijvoorbeeld door overbelasting, de kwaliteit van de verbindingen over het IP-netwerk terugloopt, kan de PBX tijdelijk besluiten om nieuwe gesprekken over een alternatieve route te leiden. Bijvoorbeeld over een huurlijn of over het geschakelde openbare telefonienetwerk.

Telewerkoplossing

Telewerken refereert aan een breed scala van activiteiten die worden uitgevoerd door een werknemer op afstand van het kantoor. Telewerken omvat altijd het gebruik van telecommunicatie voor het contact tussen de telewerker en zijn collegae. Bovendien zal er in veel gevallen ook sprake zijn van één of andere vorm van elektronische informatieverwerking. Het gevolg is dat de telewerker toegang moet hebben tot het telefonienetwerk van het bedrijf en vaak ook tot het datanetwerk, het intranet van het bedrijf.

De configuratie voor de telewerkoplossing is weergegeven in figuur 9. Personen, bijvoorbeeld een klant of een collega, die een gesprek willen opzetten naar de telewerker, hoeven niet te weten waar de telewerker zich bevindt. In alle gevallen wordt de telewerker gebeld op zijn zakelijk telefoonnummer. De telewerker zelf heeft volledige controle over de locatie waar zijn gesprekken worden aangeboden. Dit kan zijn op zijn werkplek op kantoor (A), op zijn normale telefoontoestel thuis (B), op zijn PC thuis (C) of elke willekeurige andere locatie, bijvoorbeeld in de auto onderweg naar een klant (D). De voordelen die IP-Telefonie inbrengt in deze oplossing liggen in de configuratie bij de telewerker thuis. Vaak wordt gebruik gemaakt van een modemverbinding om de PC te koppelen met het bedrijfsdatanetwerk. Op dat moment is de thuislocatie telefonisch onbereikbaar voor normale gesprekken. Maar niet voor IP-Telefonie gesprekken, welke immers parallel met andere applicaties over de bestaande modemverbinding kunnen worden gevoerd. Tevens betekent dit een reductie van de gesprekskosten, omdat de telewerker voor zijn uitgaande gesprekken geen extra lijn nodig heeft, maar gebruik kan maken van de toch al openstaande dataverbinding.

De op IP-Telefonie gebaseerde telewerkoplossing bestaat uit een IP-Telefonie Gateway gekoppeld aan



Figuur 9: Telewerkoplossing over een IP-netwerk

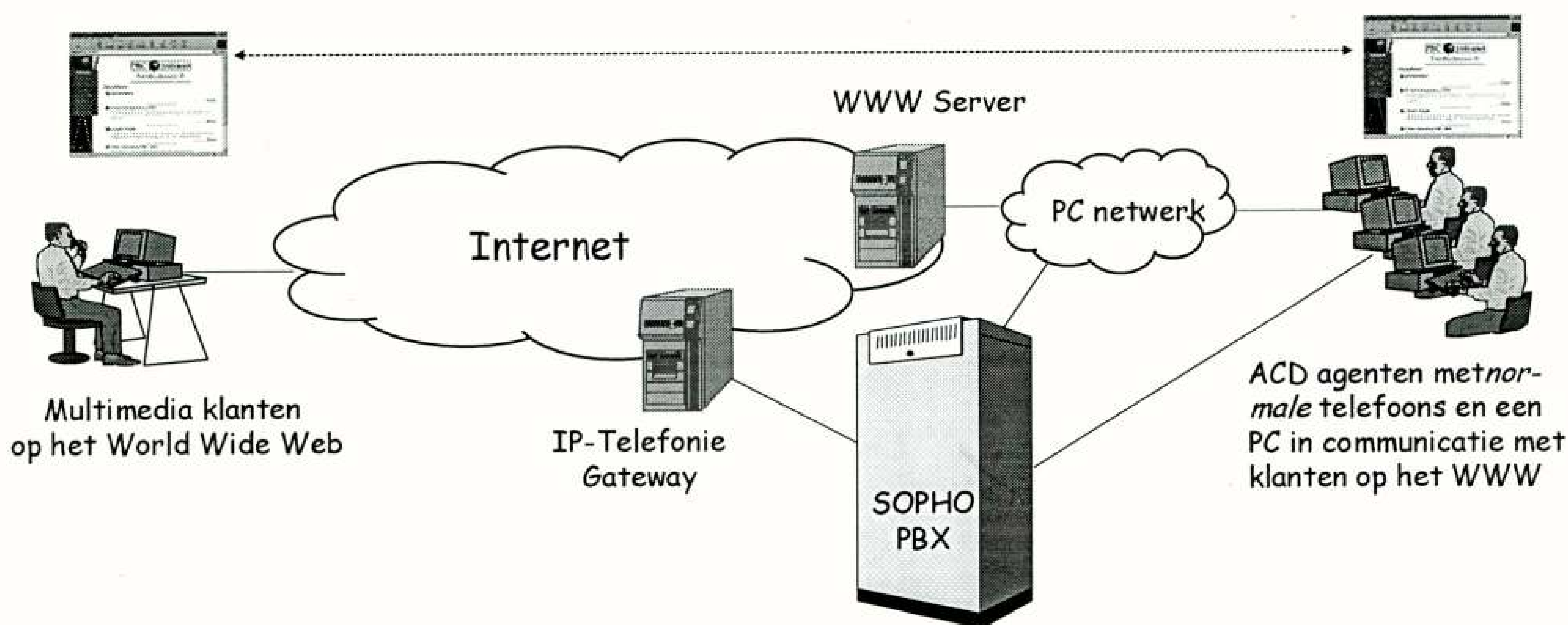
of geïntegreerd in de bedrijfs-PBX voor de verbinding met het bedrijfsintranet. Via de IP-Telefonie Gateway zijn telefoongesprekken mogelijk tussen de PBX en de PC van de thuiswerker. De telewerkapplicatie bestaat verder uit een Telewerker Server op bedrijfslocatie en een Telewerker Client op de PC van de telewerker.
De Telewerker Server bevat een database waarin voor elke telewerker staat geregistreerd waar de gesprekken moeten worden afgeleverd. De telewerker kan zelf de inhoud van deze database veranderen vanaf zijn thuis-PC. Dat betekent dat de telewerker zelf kan bepalen waar hij zijn gesprekken ontvangt.

De telewerkapplicatie bevordert de bereikbaarheid van de telewerker door te monitoren of de telewerker bereikbaar is op zijn thuis-PC. Met andere woorden, de Telewerker Server is op de hoogte wanneer communicatie met de Telewerker Client mogelijk is. Daarbij registreert de Telewerker Server tevens het huidige IP-adres waarop de thuiswerker kan worden bereikt. Dat is nodig omdat de toekenning van IP-adressen gewoonlijk dynamisch is en per sessie verschillend kan zijn.

Web Call Centers

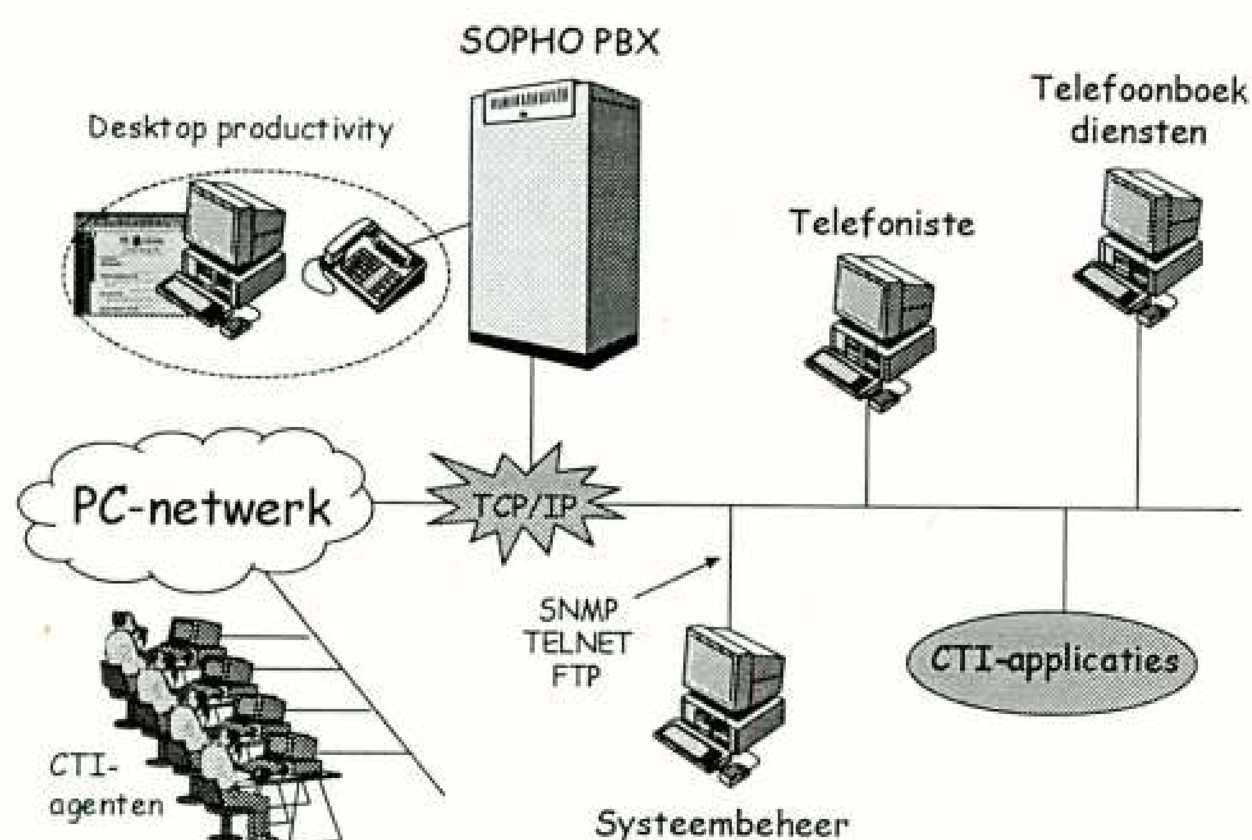
Contacten tussen klanten en bedrijven vinden steeds meer plaats via het Internet. Elektronische commercie (*"e-commerce"*) is een geweldige groeimarkt. Bedrijven publiceren hun productcatalogus met tekst, plaatjes en soms geluid, op het World Wide Web. Soms echter, zal een potentiële klant behoefte hebben aan meer informatie en wil dan spreken met een vertegenwoordiger van het aanbiedende bedrijf. Dit kan heel goed worden opgelost met de technologie van IP-Telefonie. Met een simpele klik van de PC-muis op een veld in de Web-pagina kan een spraakverbinding worden opgezet tussen de PC van de potentiële klant en het toestel van een verkoper. Deze oplossing biedt voordelen voor zowel de koper als de verkoper. Voor de koper is het vooral gemak. Zonder de Internet verbinding te moeten verbreken, kan gesproken worden met de verkoper, terwijl de Web-pagina nog op het beeldscherm staat. Voor de verkoper betekent het een kostenbesparing, doordat de klant niet later nog een keer moet worden teruggebeld. Bovendien neemt de kans op verkopen toe, doordat de koper meteen reageert en niet zijn interesse verliest door een gedwongen bedenktijd.

In figuur 10 is de applicatie geïntegreerd met de *Automatic Call Distribution* (ACD) functionaliteit van de SOPHO PBX. De verkooporganisatie heeft op een WWW-server een Web-pagina, die geschikt is gemaakt voor de IP-Telefonie. Dat houdt in dat de Web-pagina een software module bevat, zichtbaar voor de gebruiker (de koper) als icoon op de Web-pagina. Wanneer de gebruiker op deze icoon klikt, zal er een IP-Telefonieverbinding worden opgebouwd tussen de PC van de gebruiker en de PBX van de verkooporganisatie, via de IP-Telefonie Gateway. Om dit te kunnen doen, moet de PC van de klant zijn uitgerust met een applicatie voor IP-Telefonie. Deze applicatie wordt automatisch op de PC van de gebruiker geïnstalleerd zodra deze de betreffende Web-pagina inleest.
De gesprekken die op deze manier de PBX binnenkomen, worden door de PBX gedistribueerd naar één van de beschikbare verkopers, de ACD-agenten. Eventueel kunnen oproepen in een wachtrij worden geplaatst als er momenteel geen verkopers vrij zijn.



Figuur 10: Call Center in verbinding met het World Wide Web (WWW)

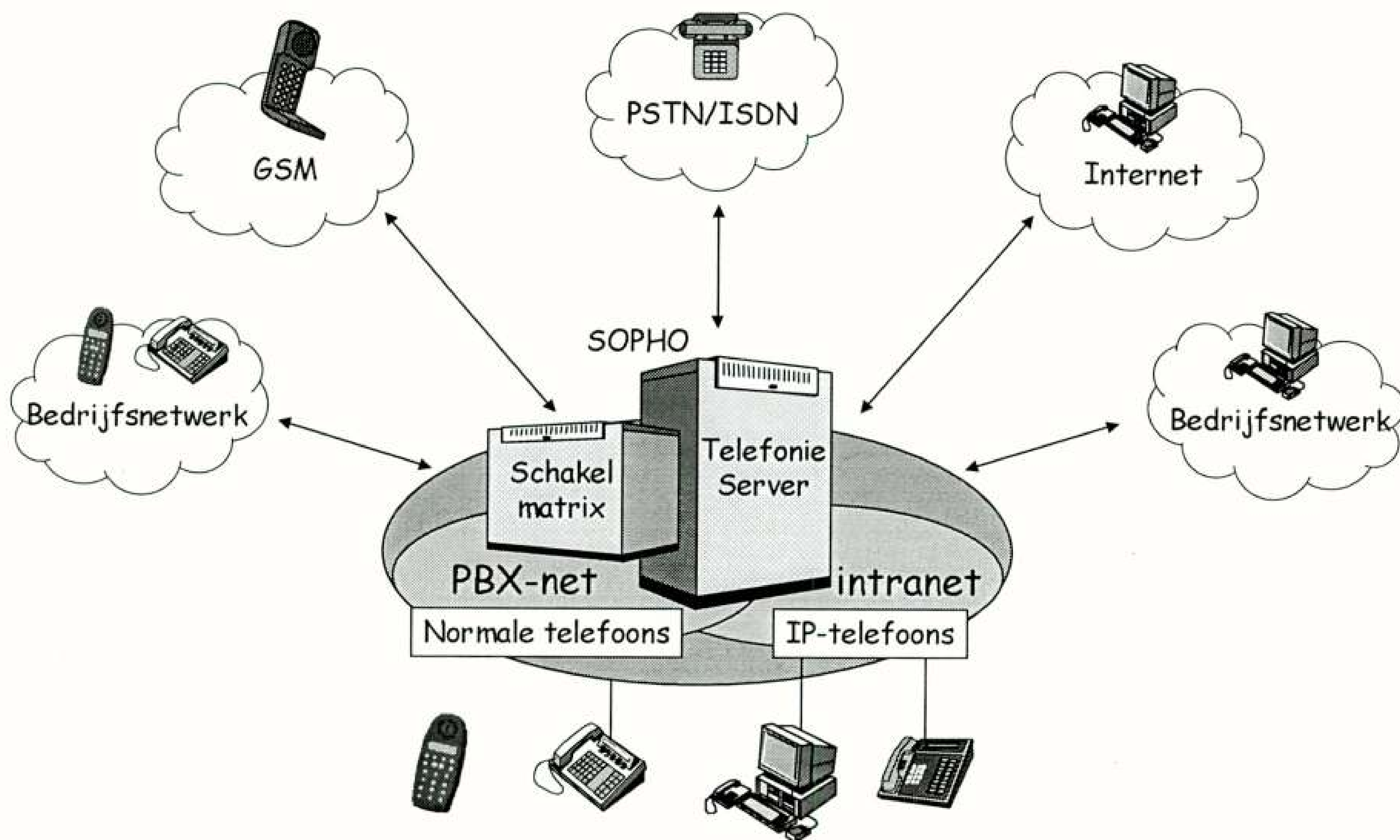
Het telefoongesprek tussen koper en verkoper bij de Web Call Center oplossing is direct gerelateerd met de Web-sessie. Zodra de spraakverbinding tot stand is gekomen, zal de verkoper op zijn PC dezelfde Web-pagina te zien krijgen als de klant. Alle informatie die de klant invult op een elektronisch formulier in de Web-pagina (bijvoorbeeld een klantennummer) zal meteen te zien zijn op het scherm van de verkoper. Daarnaast kan de verkoper ook bepaalde Web-pagina's naar de PC van de klant sturen, bijvoorbeeld om de klant op een ander product te wijzen.



Figuur 11: PBX als TCP/IP router voor alle media

De migratie van de PBX

Gedreven door ontwikkelingen als Computer Telephony Integration (CTI) en IP-Telefonie, zal de integratie van de bedrijfstelefonie- en bedrijfdatanetwerken steeds belangrijker worden. De PBX zal daar een belangrijke rol in spelen. Er is geen enkel apparaat dat zo is toegespitst op de telecommunicatiebehoeften van de zakelijke gebruiker als de PBX. Het aantal faciliteiten dat wordt geboden is aanzienlijk, evenals de aansluitmogelijkheden op andere soorten netwerken. Natuurlijk zal de PBX moeten aanpassen aan de nieuwe eisen. Meer en meer zal het TCP/IP protocol zijn intrede doen. Niet alleen voor zaken als IP-Telefonie, maar ook voor netwerkbeheer, CTI-applicaties, telefoonboekdiensten en andere faciliteiten (zie figuur 11). Daarnaast zal er een duidelijker scheiding komen tussen de verschillende rollen die een PBX vervult. Er zal een verdergaande ontkoppeling plaatsvinden van de basistransmissie-, schakel- en interfacefuncties enerzijds en de faciliteiten anderzijds. Dit is geïllustreerd in figuur 12. Daarbij zullen de faciliteiten, geboden door de *Telefonie Server,* in hoge mate onafhankelijk zijn van de onderliggende infrastructuur. Gebruikers van IP-telefoons kunnen daardoor over dezelfde faciliteiten beschikken als gebruikers van "normale" telefoontoestellen. Tevens zal de *Schakelmatrix* de toegang blijven vormen tot een veelvoud van andersoortige netwerken.



Figuur 12:De PBX migreert naar ontkoppeling van Schakelmatrix en Telefonie Server delen

Conclusies en slotopmerkingen

IP-Telefonie in de bedrijfsomgeving brengt een aantal voordelen. Het meest zichtbare voordeel op de korte termijn is een reductie van de kosten op communicatie en infrastructuur. In de nabije toekomst zullen de toegevoegde functies steeds belangrijker worden en het is te verwachten dat IP-Telefonie een grote invloed zal hebben op de verdere ontwikkeling van spraakcommunicatie.

Op dit moment kan IP-Telefonie nog niet dezelfde kwaliteit spraak bieden als de traditionele telefoniedienst, de *Plain Old Telephony Service* (POTS).
Maar de ontwikkelingen gaan snel, er komen nog betere compressietechnieken en hinderlijke effecten als spraakvertragingen zullen steeds meer worden teruggedrongen. Daarnaast komen middelen beschikbaar om de capaciteit van IP-netwerken te beheersen. In intranetten, toegepast in zakelijke omgevingen, is dat vaak nu al mogelijk.

Gebruikers van IP-Telefonie willen kunnen beschikken over dezelfde faciliteiten als de gebruikers van de traditionele telefoondienst. Daarom zal de PBX, in een nieuw jasje, een grote rol gaan spelen in het bedrijfscommunicatiesysteem van morgen.

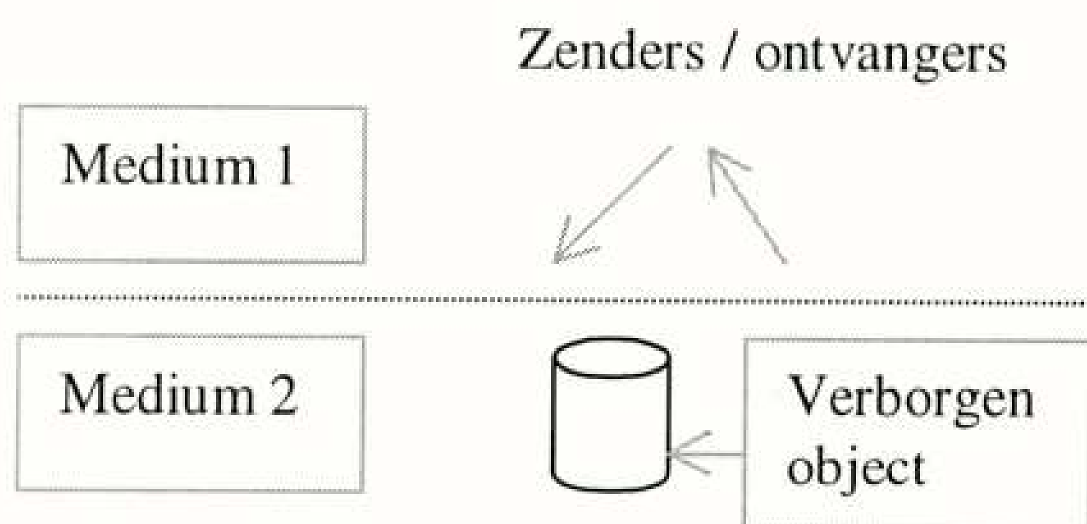
Gebruikte afkortingen

ACD	Automatic Call Distribution
ATM	Asynchronous Transfer Mode
CTI	Computer Telephony Integration
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
FTP	File Transfer Protocol
HTTP	Hypertext Transfer Protocol
IP	Internet Protocol
ISDN	Integrated Services Digital Network
ITU-T	International Telecommunications Union (Telecommunication standardization sector)
LAN	Local Area Network
PBX	Private Branch eXchange
POTS	Plain Old Telephony Service
PSTN	Public Switched Telephony Network
RAS	Registration, Admission, Status
RTCP	Real-time Transmission Control Protocol
RTP	Real-time Transmission Protocol
SNMP	Simple Network Management Protocol
TCP	Transmission Control Protocol
TFTP	Trivial File Transfer Protocol
UDP	User Datagram Protocol
WWW	World Wide Web
WAN	Wide Area Network

Impressies van de
Nerg Werkvergadering van 3 november 1998 over het onderwerp:

Humanitair Ontmijnen.

De deelnemers zullen deze bijeenkomst zonder twijfel als heel bijzonder hebben ervaren en ze zullen er nog vaak over hebben nagedacht. Gaandeweg de middag werd het namelijk voor de aanwezigen in het TNO Fysisch- en Elektronisch Laboratorium te Den Haag duidelijk, welk een gruwelijk probleem de aanwezigheid van landmijnen in vele delen van de wereld vormt.
Na de opening door de waarnemend voorzitter van het NERG, ir. W. van der Bijl, werd de reeks voordrachten geopend door dr.ir. B.J. Kooij van de TU Delft met het onderwerp "Inversion of a buried object" *(zie ook het artikel op pag..)* . De spreker dompelde het gehoor meteen in het diepe door de theoretische achtergrond van de mijndetectie middels elektromagnetische velden te behandelen.
Voor de algemene probleemstelling kan men uitgaan van de onderstaande schets:



Het medium 2 stelt de aardkorst voor, waarin een inhomogeniteit voorkomt in de vorm van een onder de oppervlakte begraven voorwerp. De heer Kooij behandelde een methode om de materiaaleigenschappen van het begraven voorwerp te reconstrueren op basis van metingen aan de gereflecteerde signalen.
Als 'rode draad' in het betoog kon ik het volgende optekenen.
Er wordt uitgegaan van het optredende contrast in de elektrische veldintegraal van het object en z'n omgeving. Gemeten wordt in feite de permettiviteit van het object ten opzichte van de permettiviteit van de omgeving. Daartoe wordt het object aangestraald met een serie opeenvolgende excitaties waarvan de eigenschappen volledig bekend zijn.
Optredende polarisatie-effecten rondom het object kunnen in de gereflecteerde signalen worden vastgesteld. De gradienten worden in verschillende richtingen vastgesteld. De patronen die daarbij ontstaan zijn afhankelijk van de vorm van het object (bijv. cilindrisch c.q. rechthoekig). De gemeten gradient functies kunnen nu worden vergeleken met berekende waarden.
Vervolgens toonde de heer Kooij enige resultaten van uitgevoerde experimenten en beantwoordde hij nog een aantal vragen.

De voordracht van prof.dr. habil. H. Rothe, verbonden aan de Universiteit van Hamburg, was getiteld: "Advanced Pattern Recognition".
Patroonherkenning vormt een belangrijk onderdeel van de moderne wijze van oorlogvoering. De situatie zoals in de tweede wereldoorlog, waar bij bombardementen veel bommen hun doel misten, ligt reeds ver achter ons. Maar in die periode ligt wel het beginpunt van de ontwikkeling van beeld- en signaalverwerking in het militaire toepassingsgebied. Prof. Rothe behandelde in kort bestek de methoden en technieken zoals die heden ten dage bij machinale patroonherkenning toegepast worden. Hij maakte duidelijk dat de keuze van geschikte kenmerken van het te herkennen object van doorslaggevende betekenis is.
Voor de detectie van landmijnen werd door prof. Rothe een methode aangegeven, die hij omschreef als: 'laser backscattering of the surface'. De onderzochte aardoppervlakte wordt bij deze methode aangestraald met 500 optische fibers.
De signaalverwerking vindt plaats met een kunstmatig neuraal netwerk. Voor het 'inleren' (en dus ook tijdens het classificatieproces) worden 5 kenmerken gebruikt. De classificatie vindt plaats op basis van 4 verschillende algorithmen. Er zijn experimenten uitgevoerd op de testlocatie Ft.Belvoir (U.S) en daarbij werd elke 1.5 inch van de locatie aangestraald. De einduitkomst van elke meting werd binair aangegeven, dus: wèl of geen landmijn aanwezig. Van alle positieve uitkomsten (= landmijn aanwezig) was 90 % correct , dus 10% foutief.
Maar, zoals later op de middag nog zou blijken, is met die cijfers nog niet alles gezegd over de praktische bruikbaarheid van een systeem.

Met name gaat het ook om de vraag, in hoeveel gevallen een landmijn ten onrechte *niet* wordt waargenomen. Bij de uitgevoerde experimenten op de testlocatie was dat < 1 %.

De voordracht van ir. R.V. de Jongh (TU Delft) had als titel: 'The application of ground-penetrating radar (GPR) in the detection of buried landmines'. De heer De Jongh is verbonden aan het International Research Centre for Telecommunicationstransmission and Radar (IRCTR).
Er bevindt zich een groot aantal landmijnen onder het aardoppervlak, naar schatting meer dan 100 miljoen stuks. Dat vormt een wereldwijd probleem, omdat het om ca. 60 verschillende landen gaat.
We spreken hier over *humanitair* ontmijnen; dat in tegenstelling tot militaire acties voor de eliminatie van mijnen.
Globale eisen, te stellen aan systemen voor ontmijnen:
- betrouwbaarheid van de detectie 99,9 %
- een redelijke snelheid bij terreinonderzoek.

Conventionele systemen voor landmijn detectie, zoals prikstok, metaaldetector, speurhonden etc. voldoen hier niet aan. Daarom wordt er nu gewerkt aan de ontwikkeling van meer geavanceerde systemen, waaronder GPR. Het antenne-ontwerp vormt daarbij een speciaal probleem. Verdere bijzonderheden daarover vindt u in het artikel van ir. de Jong op blz. van dit nummer.

Prof.dr.ir. Zwamborn gaf in zijn voordracht een nadere toelichting van de benadering die door TNO-FEL werd gekozen. Men gebruikt ultra brede band GPR voor de detectie en classificatie van objecten die zich onder het aardoppervlak bevinden. *Classificatie* is veel lastiger dan detectie. Ten behoeve van de technische uitvoering van de experimenten heeft men enige daarvoor belangrijke componenten gekocht:
- een generator voor het opwekken van zeer korte pulsen;
- een Impulse Radiation Antenne voor het frequentiegebied van 200 MHz – 3 GHz;
  de diameter van die antenne is 1 meter.

Bij het thans lopende project richt de aandacht zich op de ontvangst en synthese van het gereflecteerde veld. Met name wordt gewerkt aan 'preprocessing' en 'feature extraction' .

Namens het Ministerie van Defensie werd het project 'Humanitair Ontmijnen 2000' toegelicht door ing. J. Roozenboom. Het project werd in 1997 gestart en heeft tot doel het ontwikkelen van apparatuur en methoden voor de detectie en verwijdering van landmijnen. Het past in internationale activiteiten, die onder auspicien van de Verenigde Naties aangestuurd worden.
De door de V.N. gehanteerde eisen zijn:
- 99,6 % betrouwbaarheid van de detectie;
- 10.000 m^2 per dag te onderzoeken;
- eenvoudige bediening.

Men onderzoekt ook de eigenschappen van alternatieve technologieën, zoals microbiologische systemen, bio-sensoren, systemen waarbij neutronenactiviteit bepaald wordt etc. en ook GPR.
Daar elk van die systemen z'n karakteristieke eigenschappen heeft, wordt ook onderzocht welke voordelen het *combineren* van verschillende systemen heeft.
Van het verdere onderzoek aan GPR systemen verwacht men:
- optimalisatie van de bestaande technologie;
- een lage kans op vals alarm;
- 'stand-alone' gebruik;
- identificatie van objecten.

Als afsluiting van de bijeenkomst werd er een open discussie gevoerd, waaraan met name door de aanwezigheid van mevrouw Sylvia Martens van Pax Christi een bijzonder accent werd gegeven. Mevrouw Martens heeft enige jaren in Angola gewerkt, waar het probleem van de landmijnen al vele slachtoffers heeft gemaakt. Om goed voorbereid naar dat gebied te gaan, had mevrouw Martens vooraf een opleiding bij Defensie gevolgd.
Voor de toehoorders was hetgeen mevrouw Martens vertelde bepaald niet opwekkend; het was "back to earth".
De harde praktijk is, dat in een land als Angola onder het aardoppervlak zeer veel levensgevaarlijke objecten van zeer verschillende aard zijn begraven: granaten, mortieren, landmijnen etc. Bovendien liggen er veel z.g. trip-lines. De gevaarlijke objecten liggen op zeer verschillende diepten, soms wel tot 9 meter diep. Volgens de ervaring van mevrouw Martens zijn er veel "useless machines'die men inzet voor detectie. Het is namelijk heel wat anders om in die omgeving een gebied 'gezuiverd' te verklaren dan een goede score te behalen op een testlocatie waar zich alleen 'echte' landmijnen bevinden. Ook werd duidelijk, van welke betrekkelijke waarde de herkenning van een object is. In Angola zijn Coca-Cola blikjes gebruikt om landmijnen van te maken. In die omstandigheden hebben de bestaande definities over betrouwbaarheid weinig waarde.
"Go to Angola and test your machines".

Arie Spanjersberg

NONLINEAR INVERSION OF A BURIED OBJECT

B.J. Kooij
Laboratory of Electromagnetic Research,
Centre for Technical Geoscience,
Delft University of Technology,
P.O. Box 5031, 2600 GA Delft, The Netherlands.

Abstract

A method for reconstructing the material properties of a buried bounded inhomogeneous object from measured scattered field data at the surface of the Earth's interface is presented. This work extends the method previously developed for the homogeneous TE-case to the more complicated case of a buried object. In the TE-case, the magnetic field is polarized along the axis of an inhomogeneous cylinder of arbitrary cross-section and the corresponding integral equation contains derivatives of both the background Green's function and the field. The non-linear inversion based upon the modified gradient method can be formulated as an electric field integral equation for the two transversal components of the electric field. The integrand is a product of the background Green's function, the contrast and the electric field vector, however in the case of a buried object the background Green's function is the one pertaining to a two-media configuration. The derivatives are operative outside the integral. In this paper the latter formulation will be taken as point of departure to develop a nonlinear inversion scheme. In the inversion scheme the positivity of the material parameters has to be ensured in order to obtain a convergent inversion scheme. For the inversion scheme the contrast source inversion scheme has been used. Numerical results are presented in which the reconstruction of the contrast is shown and compared in the case of TE excitation as well as TM excitation.

---

1 Introduction

We present a method for reconstructing the material properties of a bounded inhomogeneous object buried inside a half-space from measured scattered field data at the surface of the half space, see *Kooij and van den Berg* (1). The present paper extends the homogeneous TE-case by to the more complicated case of an object buried inside a half space. In the TE-case, the magnetic field is polarized along the axis of an inhomogeneous cylinder of arbitrary cross-section and the corresponding integral equation contains derivatives of both the background Green's function for the half-space and the field. This problem was investigated by *Lambert et al.* (2) using the scalar magnetic field integral equation. However, the integral equation can also be formulated as an electric field integral equation for the two transversal components of the electric field, see *Kooij and Lambert* (3). The derivatives are operative outside the integral operator. These derivatives can efficiently be integrated by using rooftop functions in the discretization procedure, see *Zwamborn and van den Berg* (4). The method is based on the modified gradient technique which is used by several authors in the same context, i.e. *Kiemman and van den Berg* (5),(6),(7), *Lixin et al.* (8). In this paper the electric field integral equation will be taken as point of departure to develop a contrast source inversion scheme using the modified gradient method.

2 Integral Representations

Consider the scattering object to be an inhomogeneous lossy dielectric cylinder of arbitrary cross-section **D** imbedded in a half-space with permittivity εh. The incident field consists of electromagnetic waves emitted inside a vacuum domain above the interface at $x_2 = 0$ of the half-space with the magnetic vector polarized along the cylinder axis. To reconstruct the complex

permittivity of an unknown object from a knowledge of the scattered field we assume that the object is illuminated successively by a number of different excitations. For each excitation, time factor is $\exp(-i\omega t)$, we assume that the scattered field is measured exterior to the scatterer above the interface of the half-space. The complex permittivity of the buried inhomogeneous dielectric object is given by

$$\varepsilon(x) = \varepsilon_r\, \varepsilon_0 + i\sigma/\omega, \quad (1)$$

where ε_r denotes the relative permittivity of the object with respect to the permittivity of vacuum and σ denotes the electric conductivity of the object. The incident electric field vector that is generated by a unit line source located at $\mathbf{x} = \mathbf{x}^S$ is denoted as $\boldsymbol{E}^{inc} = (E_1^{inc}, E_2^{inc})$ and the incident magnetic field vector $\boldsymbol{H}^{inc}$ has only the component H_3^{inc}. When we assume that that the incident field is the field that is present in the two-media configuration without the presence of the scattering object, the electric field vector $\boldsymbol{E}^{inc} = (E_1^{inc}, E_2^{inc})$ inside the half-space is obtained as

$$\boldsymbol{E}^{inc}(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} -\gamma_h \\ \alpha \end{bmatrix} \frac{2\varepsilon_h}{4\pi\,(\varepsilon_0\gamma_h + \varepsilon_h\gamma_0}$$

$$\times \exp\left[i\alpha\left(x_1 - x_1^S \right) + i\gamma_0 \left| x_2^S \right| + i\gamma_h |x_2| \right] d\alpha \qquad (2)$$

in which $\gamma_{0,h} = (k^2_{0,h} - \alpha^2)^{1/2}$, $ko,h = \omega(\varepsilon_{0,h}\mu_{0,})^{1/2}$ are the wave numbers of the upper vacuum half-space, and the lower half-space, respectively. The electric field integral equation inside the half-space with the point of observation in **D** is obtained as

$$\boldsymbol{E}(x) - (k_h^2 + \nabla\nabla.)\,\mathbf{A}(\mathbf{x}) = \boldsymbol{E}^{inc}(x), \quad \mathbf{x} \in \mathbf{D}, \qquad (3)$$

in which the vector potential A is defined as

$$\boldsymbol{A}(x) = \int_{x' \in D} \left[\frac{i}{4} H_0^{(1)}(k_h |x - x'|) + G^R(x_1 - x'_1, |x_2| + |x'_2|)\, \chi(x') E(x')\, \mathrm{dv} \right] \qquad (4)$$

with

$$G^R(x_1 - x'_1, |x_2| + |x'_2|) = \frac{i}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\varepsilon_0\gamma_h - \varepsilon_h\gamma_0}{2\gamma_h(\varepsilon_0\gamma_h + \varepsilon_h\gamma_0\;)}$$

$$\times \exp\left[-i\alpha(x_1 - x'_1) + i\gamma_h(|x_2| + |x'_2|) \right] d\alpha \qquad 5)$$

and the normalized material contrast

$$\chi(\mathrm{x}) = \frac{\varepsilon(x) - \varepsilon_h}{\varepsilon_h}. \qquad (6)$$

Once the scattered electric field vector, $\boldsymbol{E}^{sct} = \boldsymbol{E} - \boldsymbol{E}^{inc}$ is known in the contrasting domain **D**, the scattered magnetic field H_3^{sct} (we measure this field component) inside the vacuum half-space is obtained as

$$\mathbf{V}\chi \,.\, \boldsymbol{E}^{sct} = H_3^{sct}(x^r), \tag{7}$$

in which the vector operator **V** describes the transmission of the electromagnetic field into the vacuum half-space and where $\boldsymbol{x}^r$ denotes the point of observation. The operator **V** is given by

$$\mathbf{V}\chi \,.\, \boldsymbol{E}^{sct} = \int_{x' \in D} \mathrm{G}^r\left(x^r, x^1\right)\chi\left(x^1\right).\, E^{sct}\left(x^1\right)dv, \tag{8}$$

in which

$$\mathrm{G}^r\left(x^r, x'\right) = \int_{-\infty}^{\infty} \begin{bmatrix} -\gamma_h \\ \alpha \end{bmatrix} \frac{2\varepsilon_0}{4\pi\left(\varepsilon_0\,\gamma_h + \varepsilon_h\,\gamma_0\right)}$$

$$\times \exp\left[i\alpha\left(x_1^r - x_1^{'}\right) + i\gamma_h\left|x_2^{'}\right| + i\gamma_0\left|x_2^r\right|\right] d\alpha \tag{9}$$

Note that the operator **V** is obtained from the unit line-source solution in the two-media configuration without the presence of the dielectric scatterer.

3 Discretization Procedure

We assume that the domain **D** is a rectangular domain with boundaries along the x_1- and x_2-directions. We discretize the domain in a rectangular mesh. The mesh is uniformly spaced in the x_1- and x_2-direction. The rectangular subdomains $\mathbf{D}_{m,n}$, $m = 1,\ldots, M$, $n = 1,\ldots, N$ with a width of Δx_1 in the x_1-direction and Δx_2 have center points $(x_{1;m}, x_{2;n})$ where the contrast χ is assumed to be constant with value $\chi_{m,n}$. Eq. (3) is discretized as

$$E_{K;m,n} - k_h^2 A_{K;m,n} - B_{K;m,n} = E_{K;m,n}^{inc}, K \in \{1,2\}. \tag{10}$$

in which the function $\mathrm{B}_{K;m,n}$ is the finite difference approximation of the gradient divergence operator that is acting on the vector potential $\mathrm{A}_{K;m,n}$ occurring in Eq. (3). The function $\mathrm{B}_{K;m,n}$ in terms of the vector potential $\mathrm{A}_{K;m,n}$ is then given by

$$B_{K;m,n} = \sum_{v=1}^{2}\sum_{p=1}^{M}\sum_{q=1}^{N} \alpha_{m,n,p,q}^{(K,v)} A_{v;p,q}, \quad K \in \{1,2\}, \tag{11}$$

where

$$\alpha_{m,n,p,q}^{(1,1)} = \left(\Delta x_1\right)^{-2}\left(\delta_{p,m+1} - 2\delta_{p,m} + \delta_{p,m-1}\right)\delta_{q,n}, \tag{12}$$

$$\alpha_{m,n,p,q}^{(1,2)} = \alpha_{m,n,p,q}^{(2,1)}$$

$$= \frac{1}{4}\left(\Delta x_1\,\Delta x_2\right)^{-1}\left(\delta_{p,m-1} - \delta_{p,m+1}\right)$$

$$\left(\delta_{q,n-1} - \delta_{q,n+1}\right), \tag{13}$$

$$\alpha_{m,n,p,q}^{(2,2)} = \left(\Delta x_2\right)^{-2}\left(\delta_{q,n+1} - 2\delta_{q,n} + \delta_{q,n-1}\right)\delta_{p,m}. \tag{14}$$

In Eqs. (10)-(14) $E_{K;m,n} = E_K(x_{1;m}, x_{2;n})$, $B_{K;m,n} = B_K(x_{1;m}, x_{2;n})$ and $A_{K;m,n} = AK(x_{1;m}, x_{2;n})$.

Next we have to replace the continuous representation of the vector potential $\boldsymbol{A}$ by a discrete one. First we decompose the vector potential into a homogeneous part A^h and reflected part $\boldsymbol{A}^r$ according to

$$\boldsymbol{A} = \boldsymbol{A}^h + \boldsymbol{A}^r. \tag{15}$$

The Green function in the homogeneous part of the vector potential $\boldsymbol{A}^h$ is non-regular in the domain of integration, while the Green function in the reflected part of the vector potential $\boldsymbol{A}^r$ is regular in the domain of integration. In order to cope with the singularity of the Green function in $\boldsymbol{A}^h$, we take also the weak form by replacing it by the circular mean of the vector potential. We integrate $A_K{}^h$ over a circular domain with center at the point $(x_{1;m}, x_{2;n})$. The radius of these patches is taken to be

$$\frac{1}{2}\Delta x = \frac{1}{2}\min\left(\Delta x_1, \Delta x_2\right).$$

The results are divided by the surface area $\pi\left(\frac{1}{2}\Delta x\right)^2$.
We then may write

$$A^h_{K;m,n} = A^h_K\left(x_{1;m}, x_{2;n}\right)$$
$$= \int_{(x_1', x_2') \in D} G\left(x_{1;m} - x_1', x_{2,n} - x_2'\right)\chi\left(x_1', x_2'\right)E_K\left(x_1', x_2'\right)\mathrm{d}x_1'\,\mathrm{d}x_2',$$
$$\text{with } K \in \{1,2\} \tag{16}$$

where we have interchanged the order of integrations, such that

$$G(x_1, x_2) = \frac{4}{\pi(\Delta x)^2}\int_{(x_1'^2 + x_2'^2)^{\frac{1}{2}} < \frac{1}{2}\Delta x} G\left(x_1 + x_1', x_2 + x_2'\right)\mathrm{d}x_1'\,\mathrm{d}x_2'$$

$$= \begin{cases} \dfrac{i}{k_h \Delta x} J_1\left(\tfrac{1}{2}k_h \Delta x\right) H_0^{(1)}\left[k_h\left(x_1^2 + x_2^2\right)^{\frac{1}{2}}\right], \\ \qquad \text{when } \left(x_1^2 + x_2^2\right)^{\frac{1}{2}} > \tfrac{1}{2}\Delta x, \\ \dfrac{i}{k_h \Delta x}\left[H_1^{(1)}\left(\tfrac{1}{2}k_h \Delta x\right) + \dfrac{4i}{\pi k_0 \Delta x}\right], \\ \qquad \text{when } x_1 = x_2 = 0. \end{cases} \tag{17}$$

In fact, G is the mean value of the Green function over a circular domain with center at (x_1, x_2). After this weakening procedure, we are now able to compute the integrals of Eq. (16) numerically. In view of the functional properties of E_K we approximate the integral of Eq. (16) using a midpoint rule in the x_1- and x_2-directions. We then arrive at

$$A^r_{K;m,n} = \Delta x_1 \Delta x_2 \sum_{m'=1}^{M}\sum_{n'=1}^{N} G^R\left(x_{1;m} - x_{1;m'}, \left|x_{2;n}\right| + \left|x_{2;n'}\right|\right)\chi_{m',n'} E_{K;m',n'}, \tag{18}$$

and

$$A^{h}_{K;m,n} = \Delta x_1 \, \Delta x_2 \sum_{m'=1}^{M} \sum_{n'=1}^{N} G\left(x_{1;m} - x_{1;m'}, x_{2;n} - x_{2;n'}\right) \chi_{m',n'} \, E_{K;m',n'} \, ,$$

(19)

with $K \in \{1,2\}$ and for $m = 1$ ...... $,M$ and $n = 1$ ...... $,N$. Note that $A^{h}_{K;m,n}$ are discrete convolutions in x_1 and x_2, while $A^{r}_{K;m,n}$ is a discrete convolution in x_1 and a discrete correlation in $|x_2|$, which can be efficiently computed by FFT routines, see *Lesselier and Duchene* (10). In order to avoid numerical problems in the FFT routines due to the branchpoints of γ_0 and γ_h when we have zero conductivity in one of the media, we introduce a small conductivity loss in the corresponding medium such that the branchpoint is no longer located on the real path of integration.

4 Forward Scattering Problem

When we substitute Eqs. (18) and (19) together with (15) in Eqs. (11) - (14) and use the result in Eq. (10), we obtain a linear system of equations for $E_{K;m,n}$, when the material contrast χ is known. This system of equations can be solved by a conjugate gradient scheme. In such a scheme we need the representation of the operator, the definition of the norm and inner product and the representation of the adjoint operator. The operator expression **L*E*** is directly obtained from Eqs. (10)-(15) and Eqs. (18) and (19) as

$$(\mathrm{L}E)_{K;p,q} = E_{K;p,q} - k_h^2 \, A_{K;p,q} - \sum_{v=1}^{2} \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} \alpha^{(K,v)}_{p,q,m,n} \, A_{v;m,n} \, , \tag{20}$$

for p = 1,..., M and q = 1,..., N, and where $A_{K;m,n}$ directly follows from Eq. (15) and Eqs. (18) and (19).

The norm on **D** is defined as

$$\|E\|_{\mathrm{D}}^{2} = \langle E, E \rangle_{\mathrm{D}} = \sum_{v=1}^{2} \sum_{p=1}^{M} \sum_{q=1}^{N} E_{v;p,q} \, \bar{E}_{v;p,q} \, . \tag{21}$$

where the overbar denotes complex conjugate. The adjoint operator is defined through the relation

$$\langle r, \mathrm{L} E \rangle_{\mathrm{D}} = \langle \mathrm{L}^{*} r, E \rangle_{\mathrm{D}} \tag{22}$$

Substituting the expression of the operator **L*E*** in the left-hand side of Eq. (22) and interchanging the various summations, the adjoint operator is recognized as

$$(\mathrm{L}^{*} r)_{K;p,q} = r_{K;p,q} - \bar{\chi}_{p,q} - C_{K;p,q}$$

(23)

for p= 1... , M and $q = 1,\ldots, N$, in which

$$C_{K;p,q} = C^{h}_{K;p,q} + C^{r}_{K;p,q} \, , \tag{24}$$

with

$$C^{h}_{K;p,q} = \Delta x_1 \, \Delta x_2 \sum_{p'=0}^{M+1} \sum_{q'=0}^{N=1} \bar{G}\left(x_{1;p} - x_{1;p'}, x_{2;q} - x_{2;q'}\right) Q_{K;p',q'} \, ,$$

(25)

and

$$C^{r}_{K;p,q}=\Delta x_1\,\Delta x_2\sum_{p'=0}^{M+1}\sum_{q'=0}^{N+1}\bar{G}^{R}\left(x_{1;p}-x_{1;p'},\left|x_{2;q}\right|+\left|x_{2;q'}\right|\right)Q_{K;p',q'}, \tag{26}$$

where

$$Q_{K;p,q}=k_h^2\,r_{K;p,q}+\sum_{v=1}^{2}\sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N}\alpha^{(K,v)}_{m,n,p,q}\,r_{v;m,n} \tag{27}$$

The latter expressions may be written explicitly as

$$\begin{aligned}Q_{1;p,q}=k_h^2\,r_{1;p,q}&+(\Delta x_1)^{-2}\left(r_{1;p-1,q}-2\,r_{1;p,q}+r_{1;p+1,q}\right)\\&+\frac{1}{4}(\Delta x_1\,\Delta x_2)^{-1}\left(r_{2;p-1,q-1}-r_{2;p-1,q+1}-r_{2;p+1,q-1}+r_{2;p+1,q+1}\right),\end{aligned} \tag{28}$$

$$\begin{aligned}Q_{2;p,q}=k_h^2\,r_{2;p,q}&+(\Delta x_2)^{-2}\left(r_{2;p,q-1}-2\,r_{2;p,q}+r_{2;p,q+1}\right)\\&+\frac{1}{4}(\Delta x_1\,\Delta x_2)^{-1}\left(r_{1;p-1,q-1}-r_{1;p+1,q-1}-r_{1;p-1,q+1}+r_{1;p+1,q+1}\right),\end{aligned} \tag{29}$$

Since, according to Eqs. (25) and (26) p' runs from 0 to $M+1$ and q' runs from 0 to $N+1$ we set in Eqs. (28) and (29)

$$\begin{aligned}r_{K;p,q}&=0 \text{ for } p=-1,0,\ M+1,\ M+2,\ \forall q,\\ r_{K;p,q}&=0 \text{ for } q=-1,0,\ N+1,\ N+2,\ \forall p.\end{aligned} \tag{30}$$

Note that $C^{h}_{K;p,q}$ are discrete convolutions in x_1 and x_2, while $C^{r}_{K;p,q}$ is a discrete convolution in x_1 and a discrete correlation in $|x_2|$, which can be computed efficiently by FFT routines as mentioned in the previous Section.

With these definitions we are now able to apply a conjugate gradient iterative scheme to solve the equations

$$(\mathrm{L}E)_{K;p,q}=E^{inc}_{K;p,q},\ p=1,\dots,M,\ q=1,\dots N \tag{31}$$

Once the normalized error,

$$\mathrm{ERR}=\frac{\left\|\mathrm{L}E-E^{inc}\right\|_{\mathrm{D}}}{\left\|\mathrm{E}^{inc}\right\|_{\mathrm{D}}} \tag{32}$$

is small enough, the approximate solution of $\boldsymbol{E}$ is substituted in Eq. (7) to arrive at the scattered magnetic field at the receiver points $\boldsymbol{x}^{(r)}$, with r = 1,2,..., *R*..

5 Contrast Source Inversion Method

We now assume that the inhomogeneous object D is irradiated successively by a number (s = 1, 2,..., S) of known incident fields. To show this explicitly we rewrite Eq. (3) in terms of

the contrast source $\mathbf{W}^{(s)} = \chi\, \mathbf{E}^{(s)}$

$$\mathbf{W}^{(s)} - \chi\, \mathbf{L}\mathbf{W}^{(s)} = \chi \mathbf{E}^{inc,(s)}, \text{ on } \mathbf{D}, \tag{33}$$

where

$$\left(\mathrm{LW}^{(s)}\right)_{K;p,q} = k_h^2\, A^{(s)}_{K;p,q} + \sum_{v=1}^{2} \sum_{m=1}^{M} \sum_{n=1}^{N} \alpha^{K,v}_{p,q,m,n}\, A^{(s)}_{v;m,n}\,, \tag{34}$$

for $p = 1,\ldots, M$ and $q = 1,\ldots, N$. Equation (33) is denoted as the OBJECT EQUATION that holds in the object domain **D**.

Further, in the inverse problem H_3 is known at the measurement points $\boldsymbol{x}^r$. We assume that all the measurement points are located in the data domain S. Hence, Eq. (7) is rewritten in terms of the contrast source as,

$$\mathbf{V} \,.\, \mathbf{W}^{(s)} = H_3^{(s)}(\boldsymbol{x}^r), \text{ on } S\,, \tag{35}$$

is denoted as the DATA EQUATION that holds in the data domain S.

The inverse problem is that of finding the material contrast χ from Eqs. (33) and (35). For the inversion we construct sequences of the contrast sources $\mathbf{W}_k^{(s)}$, the fields $\mathbf{E}_k^{(s)}$ and the contrasts χ_k to minimize the cost functional

$$F = D^S \sum_{s=1}^{S} \left\| H_3^{(s)} - \mathrm{V.W}^{(s)} \right\| + D^{\mathrm{D}} \sum_{s=1}^{S} \left\| \chi\, \mathrm{E}^{inc,(s)} - \mathrm{W}^{(s)} + \chi\, \mathrm{LW}^{(s)} \right\|_{\mathrm{D}}^{2}, \tag{36}$$

in which $D^{\mathrm{D}} = \left(\sum_{s=1}^{S} \left\| \chi\, \mathrm{E}^{inc,(s)} \right\|_{\mathrm{D}}^{2} \right)^{-1}$

and $D^S = \left(\sum_{s=1}^{S} \left\| H_3^{(s)} \right\|_{S}^{2} \right)^{-1}$ where the subscripts **D** and S are included in the norm $\|\,.\,\|$ in L^2

to indicate the domain of integration. Next, we construct sequences $\{\mathrm{W}_k^{(s)}\}$ and $\{\chi_k\}'$ for $k = 1,2,\ldots,$ in the following manner. We define the data error to be

$$\rho_k^{(s)} = H_3^{(s)} - \mathrm{V.W}_k^{(s)}\,, \tag{37}$$

and the state vector to be

$$\mathrm{r}_k^{(s)} = \chi_k\, \mathrm{E}_k^{(s)} - \mathrm{W}_k^{(s)}\,, \tag{38}$$

where

$$\mathbf{E}_k^{(s)} = \mathbf{E}^{inc,(s)} + \mathbf{LW}_k^{(s)} \tag{39}$$

If we assume that $\mathbf{W}^{(s)}_{k-1}$ and χ_{k-1} are known, we can update $\mathrm{W}_k^{(s)}$ by

$$\mathbf{W}_k^{(s)} = \mathbf{W}_{k-1}^{(s)} + \alpha_k\, \mathbf{w}_k^{(s)} \tag{40}$$

The update directions $\mathbf{w}_k^{(s)}$ are chosen as the Polak-Ribiere conjugate gradient directions, namely

$$\mathbf{w}_0^{(s)} = 0,$$
$$\mathbf{w}_k^{(s)} = \partial\, \mathbf{w}_k^{(s)} + \gamma^{\mathrm{w}}\, \mathbf{w}_{k-1}^{(s)} \text{ for } k \geq 1, \tag{41}$$

where

$$\gamma_k^{\mathrm{w}} = \frac{\sum_{s=1}^{S} \langle \partial\, \mathrm{w}_k^{(s)}, \partial\, \mathrm{w}_k^{(s)} - \partial\, \mathrm{w}_{k-1}^{(s)} \rangle \mathbf{D}}{\sum_{s=1}^{S} \left\| \partial\, \mathbf{w}_{k-1}^{(s)} \right\|_{\mathbf{D}}^{2}} \tag{42}$$

In Eqs. (41) and (42) the function $\delta \mathbf{w}_k^{(s)}$ is the gradient or Frechet derivative of the cost functional with respect to $\mathbf{W}_k^{(s)}$ evaluated at $\mathbf{W}_{k-1}^{(s)}$ and χ_{k-1} and $\langle .,. \rangle_{\mathbf{D}}$ denotes the inner product on $L_2(\mathbf{D})$. The Frechet derivative was obtained as

$$\partial \mathbf{w}_k^{(s)} = -D^S \mathrm{V}^* \rho_{k-1}^{(s)} - D_{k-1}^{\mathbf{D}} \left[\mathrm{r}_{k-1}^{(s)} - \mathrm{L}^* \left(\bar{\chi}_{k-1} \mathrm{r}_{k-1}^{(s)} \right) \right], \tag{43}$$

in which the * symbol denotes the adjoint of the operator and the overbar denotes complex conjugation.

In Eq. (43) $\quad D_{k-1}^{\mathbf{D}} = \left(\sum_{s=1}^{S} \| \chi_{k-1} \mathbf{E}^{inc,(s)} \|_{\mathbf{D}}^2 \right)^{-1}$

The constant α_k can now be obtained from the cost functional F as

$$\alpha_k = \left(D^S \sum_{s=1}^{S} \langle \rho_{k-1}^{(s)}, \mathbf{V}.\mathbf{w}_k^{(s)} \rangle_S + D_{k-1}^{\mathbf{D}} \sum_{s=1}^{S} \langle \mathrm{r}_{k-1}^{(s)}, \mathbf{w}_k^{(s)} - \chi_{k-1} \mathbf{L}\mathbf{w}_k^{(s)} \rangle_{\mathbf{D}} \right)$$

$$\times \left(D^S \sum_{s=1}^{S} \| \mathbf{V}.\mathbf{w}_k^{(s)} \|_S^2 + D_{k-1}^{\mathbf{D}} \sum_{s=1}^{S} \| \mathbf{w}_k^{(s)} - \chi_{k-1} \mathbf{L}\mathbf{w}_k^{(s)} \|_{\mathbf{D}}^2 \right)^{-1}, \tag{44}$$

where $\langle .,. \rangle_S$ denotes the inner product on $L_2(S)$. The function $\mathbf{E}_k^{(s)}$ can now be found via Eqs. (39) and (40) as

$$\mathbf{E}_k^{(s)} = \mathbf{E}_{k-1}^{(s)} + \alpha_k \mathbf{L}\mathbf{w}_k^{(s)}, \tag{45}$$

and we seek χ to minimize the cost functional

$$F_D = \sum_{s=1}^{S} \| \chi \mathbf{E}_k^{(s)} - \mathbf{W}_k^{(s)} \|_{\mathbf{D}}^2 . \tag{46}$$

For this cost functional we have not proven yet that the error is reducing in the iterative procedure, however in all our numerical examples it was observed that the error was reducing monotonically. The form of the cost functional presented in Eq. (46) is very suitable for easy implementation of a priori information or constraints on χ.

We write χ as

$$\chi = \chi^r + i\chi^I \tag{47}$$

Then in the absence of a priori information we find that F_D is minimized by choosing

$$\chi_k^r = \frac{\sum_{s=1}^{S} \mathrm{Re}(\mathbf{W}_k^{(s)} . \bar{\mathbf{E}}_k^{(s)})}{\sum_{s=1}^{S} |\mathbf{E}_k^{(s)}|^2} \tag{48}$$

and

$$\chi_k^i = \frac{\sum_{s=1}^{S} \mathrm{Im}(\mathbf{W}_k^{(s)} . \bar{\mathbf{E}}_k^{(s)})}{\sum_{s=1}^{S} |\mathbf{E}_k^{(s)}|^2} \tag{49}$$

However, when a priori information is available we find that F_D is minimized by choosing

$$\chi_k^r = \left\{ \frac{\sum_{s=1}^{S} \left(\frac{\mathrm{Re}(\mathbf{W}_k^{(s)}.\mathbf{E}_k^{(\bar{s})})}{|\mathbf{E}_k^{(s)}|} \right)^2}{\sum_{s=1}^{S} |\mathbf{E}_k^{(s)}|^2} \right\}^{1/2} \tag{50}$$

and

$$\chi_k^i = \left\{ \frac{\sum_{s=1}^{S} \left(\frac{\mathrm{Im}(\mathbf{W}_k^{(s)}.\mathbf{E}_k^{(\bar{s})})}{|\mathbf{E}_k^{(s)}|} \right)^2}{\sum_{s=1}^{S} |\mathbf{E}_k^{(s)}|^2} \right\}^{1/2} \tag{51}$$

if χ^r and χ^i are positive.

6 Numerical Examples

In our numerical examples it was assumed that the unknown scatterer was located entirely within a test square of known dimension although knowledge of the precise location within the test square was not assumed. The convolutions and correlations that occur in our numerical scheme as well as the inverse Fourier transformation of Eqs (2) and (5) were carried out using FFT techniques which speed up the computation time significantly. We only present numerical examples in which the positivity of the permittivity or conductivity is ensured. Without the insurance of the positivity of these material properties our iterative scheme converges to a reconstruction with negative non-physical material properties. Probably due to the lack of data (we have only data from a limited viewing angle) we cannot simultaneously reconstruct the conductivity and permittivity, see *Habashy et al.* (11), *Kooij and van den Berg* (1). All computations were carried out on a dual 300 MHz Pentium II Workstation running Windows NT 4.0. The FORTRAN code was compiled using a Digital Visual FORTRAN 5.0 compiler and the computation time for one iteration in the inversion in the examples of figure 1 and 2 was 1.8 minutes.

6.1 Example 1

We illustrate in Figure 1 the TE-inversion as well as the TM-inversion of a positive conductive contrast with a numerical example, in which the measurements and excitations were taken on the same spot at 37 different positions at a distance of 0.125 m above the interface of the two media. The horizontal distance between the sources or receivers is set to 0.1 m. The complex relative permittivity of the upper medium is set to $\varepsilon_r = 1.0 + 10^{-6}i$ and the relative permittivity of the lower medium is set to $\varepsilon_r = 2.0 + 10^{-6}i$. The sources emit electromagnetic radiation at a frequency of 300 MHz. The test domain **D**, which is a square of λ by λ, where λ is the wavelength in the

medium below the interface, is discretized into 61 x 261 subsquares. The center of this square is located 0.75 m below the interface. The configuration to be reconstructed consists of a square cylinder located in the center of the test domain **D** and is discretized into 23 x 23 subsquares where each subsquare is of dimension 11.592 mm x 11.592 mm and has a relative complex permittivity $\varepsilon_r = 2.0 + 2.0\, i$

In the examples, we assume that 37 stations (J = 37) are located equally spaced above the interface S with each station serving successively as a line source emitting radiation at a frequency of 300 MHz and all stations acting as receivers. The contrast χ is normalized to a real quantity in the depiction of our numerical results in this example and is given by

$$\chi^{(n,\sigma)} = \frac{\varepsilon(\mathbf{x}) - \varepsilon_h}{|\varepsilon_h|^i} . \tag{52}$$

In Figure 1 the actual normalized contrast $\chi^{(n,\sigma)}$ is depicted in (a), while the results after 32 and 128 iterations for TE- as well as TM-polarization are depicted in (b), (d) and (c), (e), respectively.

6.2 **Example 2.**

We illustrate in Figure 2 the TE-inversion as well as the TM-inversion of a positive permittivity contrast with a numerical example, in which the configuration is identical to the one in the example la. However, the square cylinder located in the center of the test domain **D** which is discretized into 23 x 23 subsquares where each subsquare is of dimension 11.592 mm x 11.592 mm now has a relative complex permittivity $\varepsilon_r = 4.0 + 10^{-6} i$.

The contrast χ is again normalized to a real quantity in the depiction of our numerical results in this example and is given by

$$\chi^{(n,\varepsilon)} = \frac{\varepsilon(\mathbf{x}) - \varepsilon_h}{|\varepsilon_h|} . \tag{53}$$

In Figure 2 the actual normalized contrast $\chi^{(n,\varepsilon)}$ is depicted in (a), while the results after 32 and 128 iterations for TE- as well as TM-polarization are depicted in (b), (d) and (c), (e), respectively.

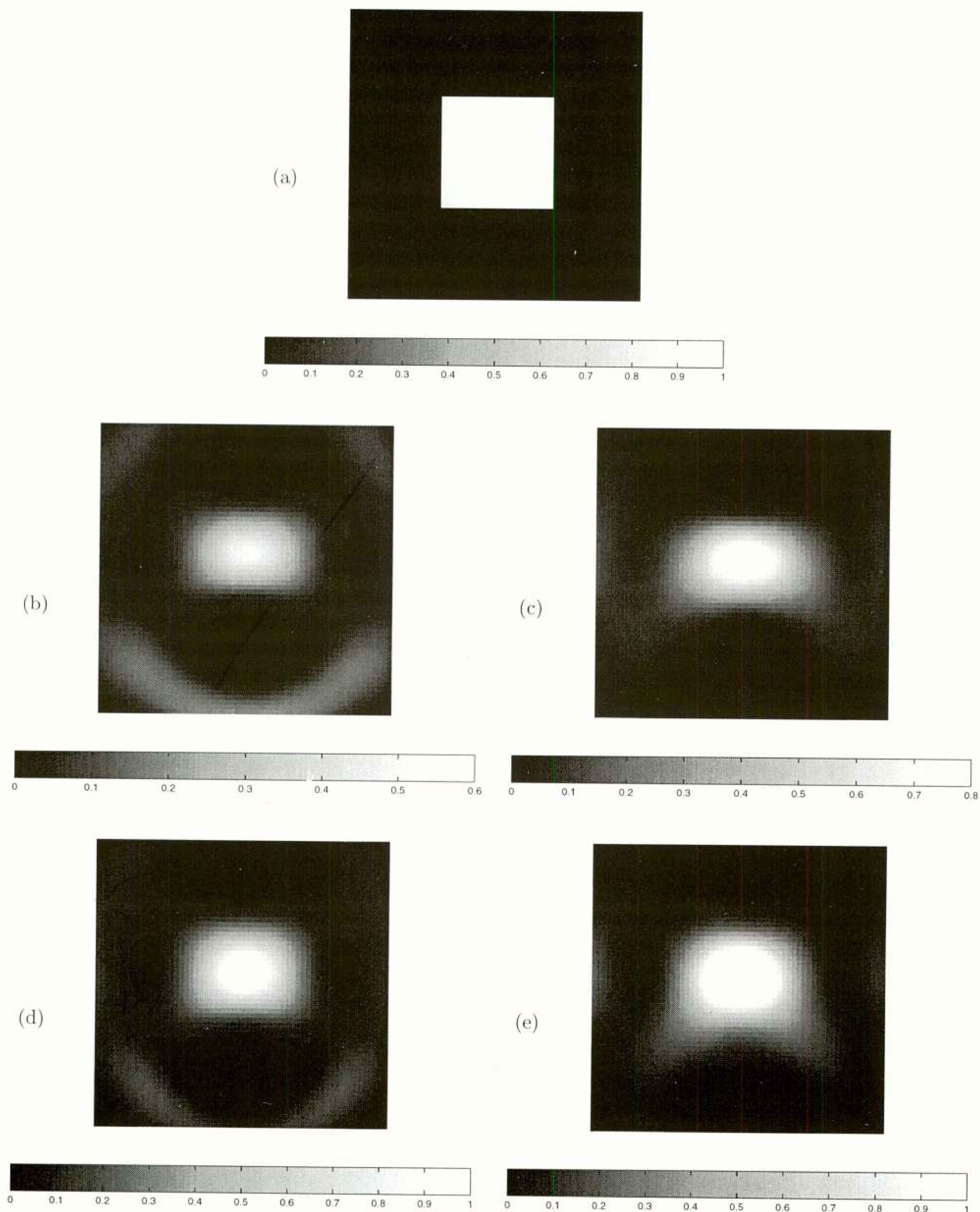


Figure 1: The reconstruction of a conducting square cylinder with a bounded and real contrast $\chi^{(n,\sigma)}$ depicted in (a). The figures (b) and (d) represent a bounded reconstruction with TE-scattering after 32 and 128 iterations, respectively. The figures (c) and (e) represent a bounded reconstruction with TM-scattering after 32 and 128 iterations, respectively.

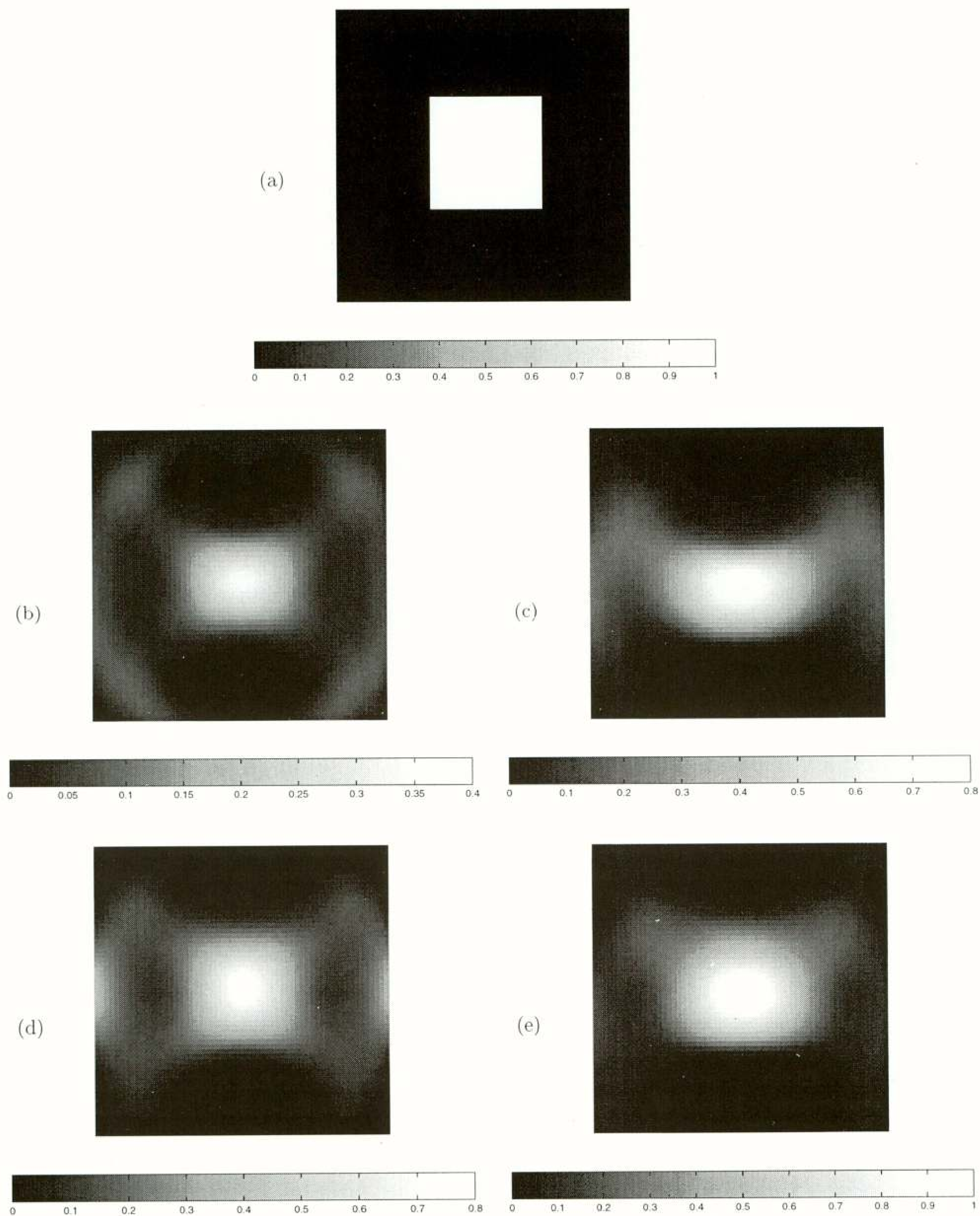


Figure 2: The reconstruction of a square cylinder with a positive real permitivity contrast $\chi^{(n,\epsilon)}$ depicted in (a). The figures (b) and (d) represent a bounded reconstruction with TE-scattering after 32 and 128 iterations, respectively. The figures (c) and (e) represent a bounded reconstruction with TM-scattering after 32 and 128 iterations, respectively.

7 Conclusions

We have developed a nonlinear inversion method for the two-dimensional problem of scattering of an electromagnetic wave with the magnetic field vector parallel to the cylindrical structure. The electric field vector has two components in the transversal plane (TE-case). Comparison of the numerical results calculated in the TM-case with those calculated in the TE-case shows that the results are different in these cases. It seems that inversion in the TE-case yields better results for penetrable objects while the TM-case seems to give better results for impenetrable objects. The main reason for these differences is that in the TM-inversion scheme the E_3 component is used as the unknown quantity which is continuous at all edges (tangential incidence) of the contrast. While in the TE-inversion scheme both the E_1 and E_2 are the unknown quantities of which one has normal incidence and one has tangential incidence at an edge of the contrast. And since we have a limited *view* of the object, i.e. a limited set of measurement and excitation points present at one viewing side on the surface of the interface between the two media, the results for the TM-inversion and TE-inversion show large differences.

The present solution of the TE-case is an intermediate step to the full threedimensional problem where all the three components of the electric field play their role. In the forward problem, the step from the two-dimensional TE-case to the full three-dimensional case is rather trivial. All fundamental difficulties of the three-dimensional case are the same in the TE-case. Only, in the three-dimensional case, there is extra book keeping in writing the computer code, and obviously for realistic configurations the computation time increases substantially, see *Zwamborn et al.* (12). It is expected that the same will be true for the inverse problem. Hence, it is a prerequisite to solve first the inverse problem in the TE-case. For the latter case, we have described the method based on the contrast source inversion method; this avoids the need of a full solution of the forward problem in each iteration of the inverse problem. With this feature it seems that a three-dimensional inverse problem can be handled with the present-day computer power.

References

[1] B.J. Kooij and P.M. van den Berg, Nonlinear Inversion in TE-scattering, accepted for publication in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,* 1998

[2] M. Lambert, D. Lesselier and B.J. Kooij, The retrieval of a buried cylindrical obstacle by a constrained modified gradient method in the H-polarization case and for Maxwellian materials, *Inverse Problems,* **14,** pp. 1265-1283,1998.

[3] B.J. Kooij and M. Lambert, Nonlinear inversion of a buried object in TE-scattering, IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 1997, Montreal, Canada, pp.2617-2620,1997.

[4] A.P.M. Zwamborn and P.M. van den Berg, A weak form of the conjugate gradient FFT method for two-dimensional TE scattering problems, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,* **39**, pp.953-960,1991.

[5] R.E. Kleinman, and P.M. van den Berg, A modified gradient method for two-dimensional problems in tomography, *Journal of Computational and Applied Mathematics,* **42**, pp. 17-35,1992.

[6] R.E. Kleinman and P.M. van den Berg, An extended range modified gradient technique for profile inversion, *Radio Science,* **28**, pp.877-884,1993.

[7] R.E. Keinman and P.M. van den Berg, Two-dimensional location and shape

reconstruction, *Radio Science,* **29**, pp. 1157-1169,1994.

[8] W. Lixin and R.E. Kleinman and P.M. van den Berg, Two-dimensional profile inversion - the TE case, *Proceedings of the 1995 International Symposium on Electromagnetic Theory,* St.Petersburg, Russia, May 23-26, pp.161-162,1995.

[9] W.C. Chew, Y.H. Wang, G. Otto, D. Lesselier and J. Ch. Bolomey, On the inverse source method of solving inverse scattering problems, *Inverse Problems,* **10,** pp.547-553, 1994.

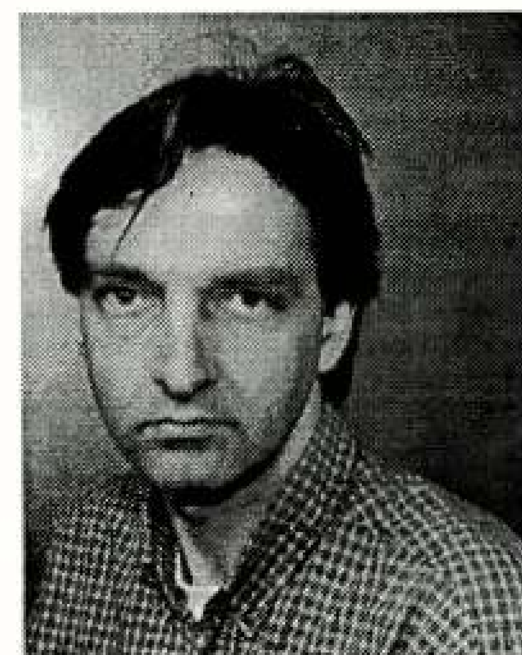
[10] D. Lesselier and B. Duchene, Wavefield inversion of objects in stratified environments from backpropagation schemes to full solution, *Review of Radio Science 1993-1996* ed W.R. Stone (Oxford University Press), pp. 235-268, 1996.

[11] T.M. Habashy, M.L. Oristagho and A.T. de Hoop, Simultaneous nonlinear reconstruction of two-dimensional permittivity and conductivity, *Radio Science,* **29**, pp. 1101-1118, 1994

[12] A.P.M. Zwamborn, P.M. van den Berg, J. Mooibroek and F.T.C. Koenis, Computation of three-dimensional electromagnetic field distributions in a human body using the weak form of the CGFFT method, *Applied Computational Electromagnetics Society Journal,* **7**, Special Issue on Bioelectromagnetic Computations, pp.26-42, 1992.

[13] W.H. Press, B.P. Planner, S.A. Teukolsky, and W.T. Vetterling, *Numerical Recipes, The Art of Scientific Computing,* Cambridge University Press, New York, 1986.

[14] J.H. Richmond, Scattering by a dielectric cylinder of arbitrary cross section shape, *IEEE Trans. Antennas Propag., AP-13,* 334-341,1965.



About the author

Bert Jan Kooij was born in Amersfoort, The Netherlands, on February 11, 1959. He received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering, and the Ph.D. degree in technical sciences, all from the Delft University of Technology, in 1984,1986, and 1994, respectively.

Since 1987, he has been a member of the Scientific Staff of the Electromagnetic Research Group of the Delft University of Technology. During these years, he carried out research and taught classes in the area of electromagnetic as well as acoustic wave propagation and scattering problems. During a three-month's period in 1996, he was a Visiting Scientist at SUPELEC (Ecole Supéreure d'Electricité), Gif sur Yvette, France. He has worked on transient wave propagation problems in the field of elastodynamics and electromagnetics. At present, his main research interest is the computation of inverse wave field problems employing iterative techniques based on error minimization.

DESIGN AND ANALYSIS OF NEW GPR ANTENNA CONCEPTS

R.V. de Jongh[1], *L. P. Ligthart*[1], *I.V. Kaploun*[2], *A.D. Schukin*[2]

(1) Delft University of Technology, Faculty of Information Technology and Systems
International Research Centre for Telecommunications-transmission and Radar (IRCTR)
Mekelweg 4, 2628 CD Delft, The Netherlands
E-mail: R.V.deJongh@et.tudelft.nl

(2) Academician A.L. Mints Radiotechnical Institute (RTI)
8 Marta st., 10-12, 125083, Moscow, Russia
E-mail: kaploun@satis.rti.ras.ru

Abstract

One of the most critical hardware components for the performance of a ground penetrating radar (GPR) is the antenna system. Most GPR systems operate in the vicinity of the ground. In this case, the important parameters determining the system performance, such as antenna beamwidth, operational frequency and transmitted wavelet, depend on the properties of the ground. These properties change for different locations and weather conditions. The dielectric properties, roughness of the ground interface and stratification of the subsurface will influence the optimal antenna design.

In a joint research project, IRCTR and RTI are developing new GPR antenna concepts. Aim of the developments are the improvement of GPR performance. The design of GPR antennas differ from the classical approach. Therefore, this paper is started with a review on the most important design principles for GPR antennas. To verify the antenna design, a GPR antenna measurement set-up is essential. Because little information on this topic could be found in literature, we developed our own measurement set-up and procedures. In this paper the first experimental results obtained from the set-up are shown. In the last part of this paper some GPR antenna types are discussed based on the experiments. Some new approaches in antenna design are presented as well.

Keywords: GPR antenna design, GPR antenna measurements, short-pulse radiation, TEM horn, shielded broadband dipole.

---

1. Introduction

At Delft University of Technology, a large program is initiated to improve the current generation ground penetrating radar (GPR) systems. This project is financially supported by the National Technology Foundation (STW) and is named "*Improved Ground Penetrating Radar Technology*". Three groups of the Delft University participate, the Centre of Technical Geoscience, the Electromagnetic Laboratory of the faculty of Information Technology and Systems, and the International Research Centre for Telecommunications-transmission and Radar (IRCTR).

The main task for IRCTR is the development of a transportable ground penetrating radar. The radar is based on transmission and reception of short-pulse time-domain signals. The antennas are located on or just above the ground. The work is done in cooperation with GeoZondas, Vilnius, Lithuenia and Academician A.L. Mints Radiotechnical Institute (RTI), Moscow, Russia. GeoZondas is responsible for the transmitter, receiver, controlling and processing software. RTI is working on the antenna design.

The first part of this paper reviews the important design principles of the GPR antennas. The second part describes the GPR measurement range. The last

part of the article discusses our progress in the GPR antenna development.

2. Overview design principles for GPR antennas

The design of GPR antennas differs from the classical approach. It is therefore essential to formulate the relevant GPR antenna design principles. We restrict ourselves in the overview to antennas for short-pulse, time domain GPR, operating near the ground.

2.1 Time domain antenna performance

The desired antenna performance is to transmit and receive short duration, time domain waveforms (in the order of a few nanoseconds) with a little tail. The short duration of the pulse is used to obtain sufficient range resolution [Daniels]. The tail of the antenna signal must be minimized to prevent masking of targets by nearby object reflections. The duration of the time domain antenna pulse is the trade-off between range resolution and penetration depth.

To transmit short duration time pulses, an ultra-wideband antenna is needed. However, the bandwidth is not the only condition. A linear phase characteristic and constant phase center are also required. For example, spiral and log-periodic antennas have a high operational frequency range, but the time domain antenna response have a long duration. Note, that synthetic pulse reconstruction techniques are not attractive in time domain GPR systems due to the unknown propagation conditions in the ground.

To discuss the time domain antenna performance we will introduce some terms and definitions. The class of antennas with ultra-wideband and linear phase properties is called ***transient antennas*** [Foster, 1992]. The term transient is more closely related to time domain performance. The time domain antenna response is divided in two parts; the main pulse and the tail. In the main pulse we distinguish two regions (see figure 1). The transient region is resulting from the direct radiation of the excitation pulse. The resonance region is caused by reflections in the internal antenna structure (e.g. end of dipole, antenna shield). The tail of the antenna is caused by the non-ideal antenna characteristics. The tail is specified according some decaying law (e.g. exponential).
The design goal for the time domain antenna performance is removal of the resonance region and minimizing the tail. Examples of transient antenna performance are the infinite dipole antenna and TEM horn.

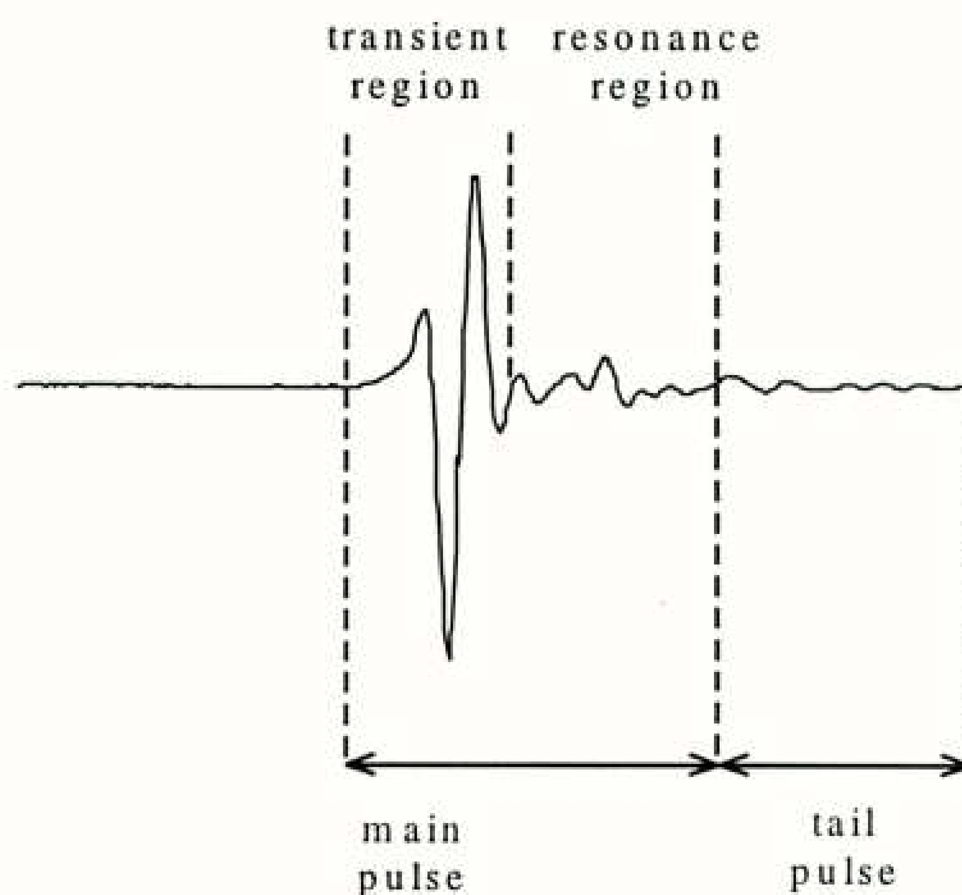


Figure 1: Definition of time domain antenna characteristics

Major difficulty in the practical design is the removal of the resonance region. Due to the finite dimensions of the radiating element (e.g. a bow-tie), the pulse will reflect on the boundaries and result in multiple excitation points and times. A method of reducing this problem is resistive loading. In literature various solutions are proposed, ranging from resitive coating to the use of resistors on the boundary of the radiating element [references!].

2.2 Reduction ground influence

For GPR systems located on or just above the ground, the current distribution on the antenna will be influenced by the ground. The radiation properties depend on ground conditions. The ground conditions change for different soil types, weather conditions (humidity) and surface roughness. Changing conditions restrict the interpretation of GPR data. Effects, like antenna ringing due to the antenna-ground interface, can make GPR measurements useless.

The design goal for the GPR antenna is to reduce the influence of the ground on the antenna performance. A method to reduce the influence is to elevate the feed point of the antenna from the ground interface [ref]. Dielectric embedding of the feed point can lead to further improvements. The dielectric embedding reduces the contrast between the antenna and ground (thus reducing the influence) and increases the electrical length between feed point and ground interface.

2.3 Radiation characteristics

In most GPR systems portability of the system is required. Because of the portability requirement and the relative low operating frequency range (most systems operate in the range 50 Mhz - 5.0 Ghz), GPR antennas have broad polar radiation patterns (low gain). Knowledge on exact antenna radiation is important for interpretation and processing of GPR data (e.g. for migration). However, the classical characterisation of antennas by its far-field radiation pattern is of little use in GPR antennas because of two reasons. First, objects can be located in the near- or intermediate region of the antenna. For processing of this data, the far-field pattern cannot be used. Second, in most cases the ground will have a layered structure. Due to the layers, the actual far-field of the antenna is depending on electrical properties, structure and thickness of the layers.

A more practical method of evaluating the radiation characteristics is to define the EM field on a planar interface just under the ground interface. Using near-to-far field transformation techniques in time domain [Yee et.al. 1991], the radiation pattern for each specific ground can be determined (for example using EM modeling). In section three of this paper a measurement method is proposed to characterize GPR antenna radiation.

2.4 Antenna shielding

The desired GPR antenna radiation is directed towards the ground. Radiation in the upper halfspace (air) must be minimized to reduce the influence of interference signals (e.g. tv, mobile phones) and remove undesired reflections from targets above the ground.

To minimize the radiation to the upper halfspace antenna shielding can be used. Some antenna types are already shielded (like the horn antenna), while others need an additional design effort (like the dipole antenna). Major difficulty is that the shielding must not reduce the time domain performance.

3. GPR antenna measurement set-up

Antenna measurements are an essential part of the design procedure. However, little information can be found in the literature on the specific topic of GPR antenna measurements. Therefore, we are developing our own measurement set-up and procedures.

3.1 Test site

For GPR antennas and systems it is essential to measure the characteristics in a well known test site. Together with FEL-TNO, the Delft University of Technology constructed a GPR test range, located in The Hague. The dimensions of the range are 10×10×3 m. The large dimensions reduce sidewall reflections which interfere with the measurements. The test range is filled with 'homogeneous' sand. To sustain controlled conditions, the test range is shielded from external influences. The test-range is separated from the surrounding ground by wooden walls, covered with a water proof plastic coating. Weather conditions are excluded by using a tent.

3.2 Measurement set-up

As was discussed in the previous section, the far-field pattern of the antenna is of little use. It is more practical to define a surface under the ground and use transfomation algorithms to determine the radiation in the ground. From the near-field theory (in air) we know that for the determination of the antenna radiation, it is sufficient to measure on a specified surface two independent field components (out of six components). Additional research is needed to determine additional constraint for measuring the field in the ground.

To realize the measurement set-up, an EM-field probe is buried just below the ground interface. The probe measures the local time domain EM field. The antenna under test (AUT) is moved on a planar surface above the ground. In discrete positions, time domain waveforms are measured and stored. For the planar movement of the AUT an x-y-z scanner (1.5×1.5×0.3 m) is developed.
Measurement set-ups for other GPR characteristics (such as ground influence) are not described in this paper. Additional research on this topics is still necessary.

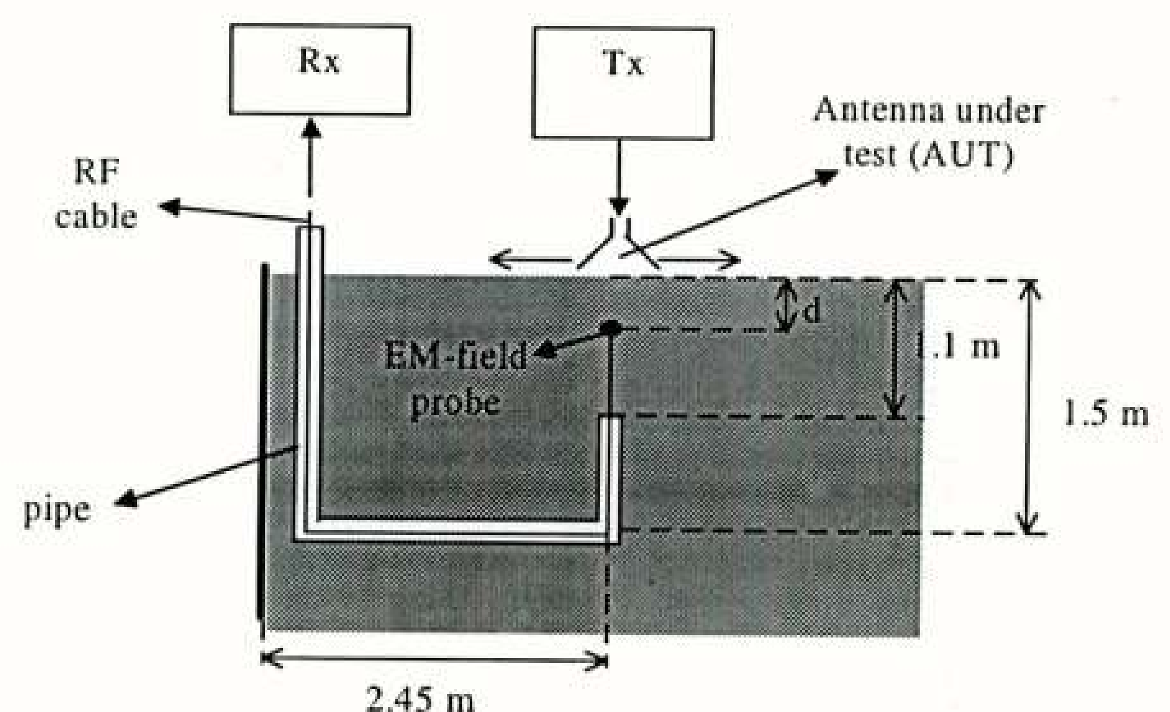


Figure 2: GPR antenna radiation measurements.

3.3 Measurement equipment

Different pulse generators can be selected to excite the AUT. In table 1 the main pulse characteristics are summarized. The time domain signals are measured with a sampling oscilloscope (K2-63, table 2).

Table 1: Pulse generator characteristics.

Waveform	Duration [ns]	Amplitude [V]
monocycle '1ns'	0.8 [0% level]	± 25
monocycle '2.5ns'	2.6 [0% level]	± 100
monocycle '5ns'	5.0 [0% level]	± 250
impulse 1	0.2 [50% level]	40
impulse 2	0.4 [50% level]	50

Table 2. Characteristics sampling oscilloscope

Parameter	Value
Number of channels	4
Bandwidth	2 ×(1÷6 GHz) 2 ×(1÷18 GHz)
Noise (RMS)	≤ 1.0 mV (1÷6 GHz) ≤ 4.0 mV (1÷18 GHz)
Max. input voltage	± 1.0 V
Accuracy	$\pm(0.02\ V_x + 0.002)$ V
A/D converter	12 bits
Number of samples	256, 512, 1024, 2048
Max. averaging	256
Min.sampling time	0.1 ps
Jitter	≤ 2.0 ps
Measurement range	10.0 ps ÷ 10 µs

3.4 EM field probe

The probe used in the first experimental antenna measurement is a home-made H-field sensor (loop antenna with inner diameter 30 mm [Goedbloed, 1991]). This simple probe antenn is used to demonstrate the feasibility of the measurement set-up. The probe is buried at depth 25 cm. The set-up is tested with two different AUT; an identical loop antenna and a TEM horn designed for 1ns monocycle transmission. Figures 3 and 4 show the measured responses.

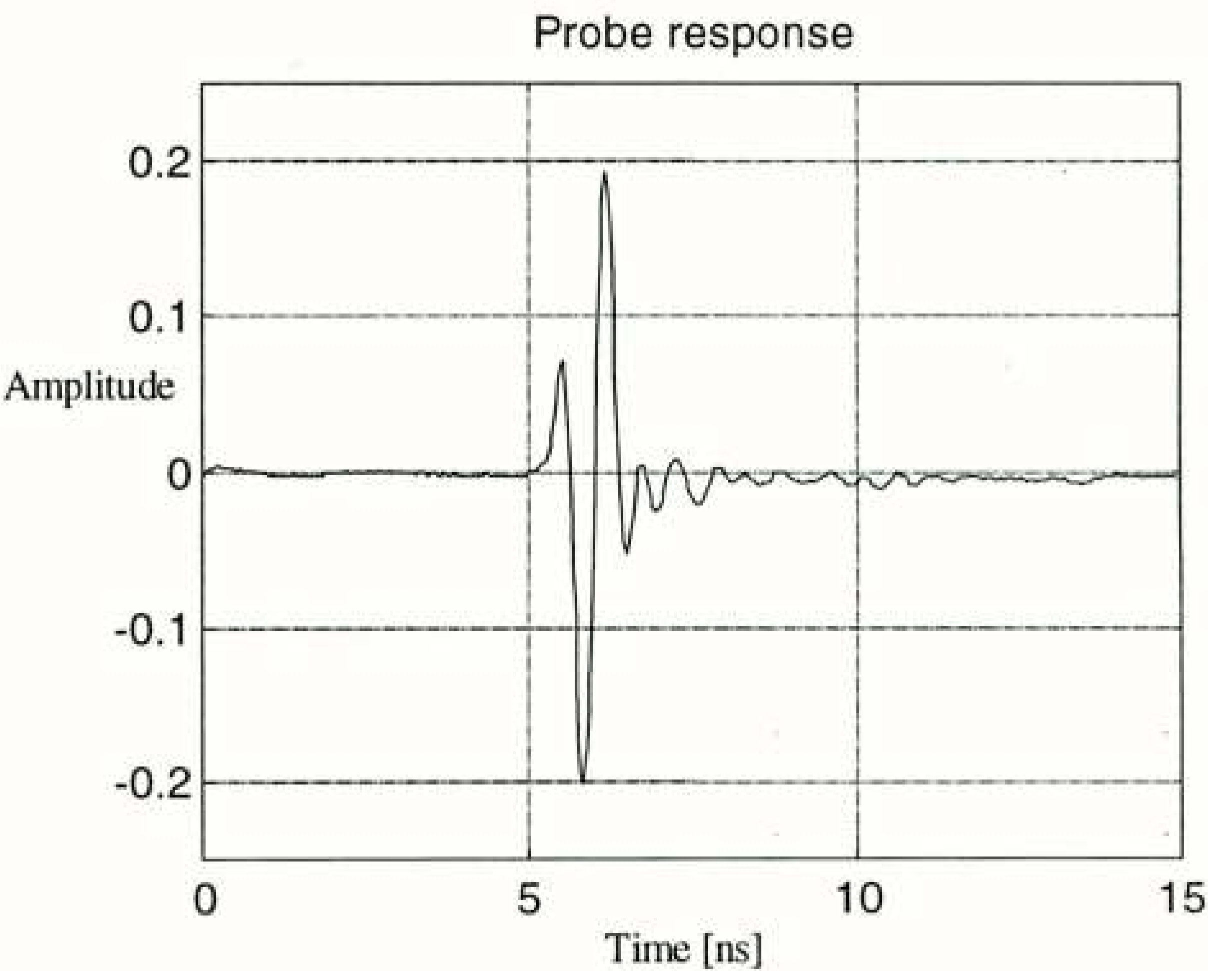


Figure 3: AUT is loop antenna.

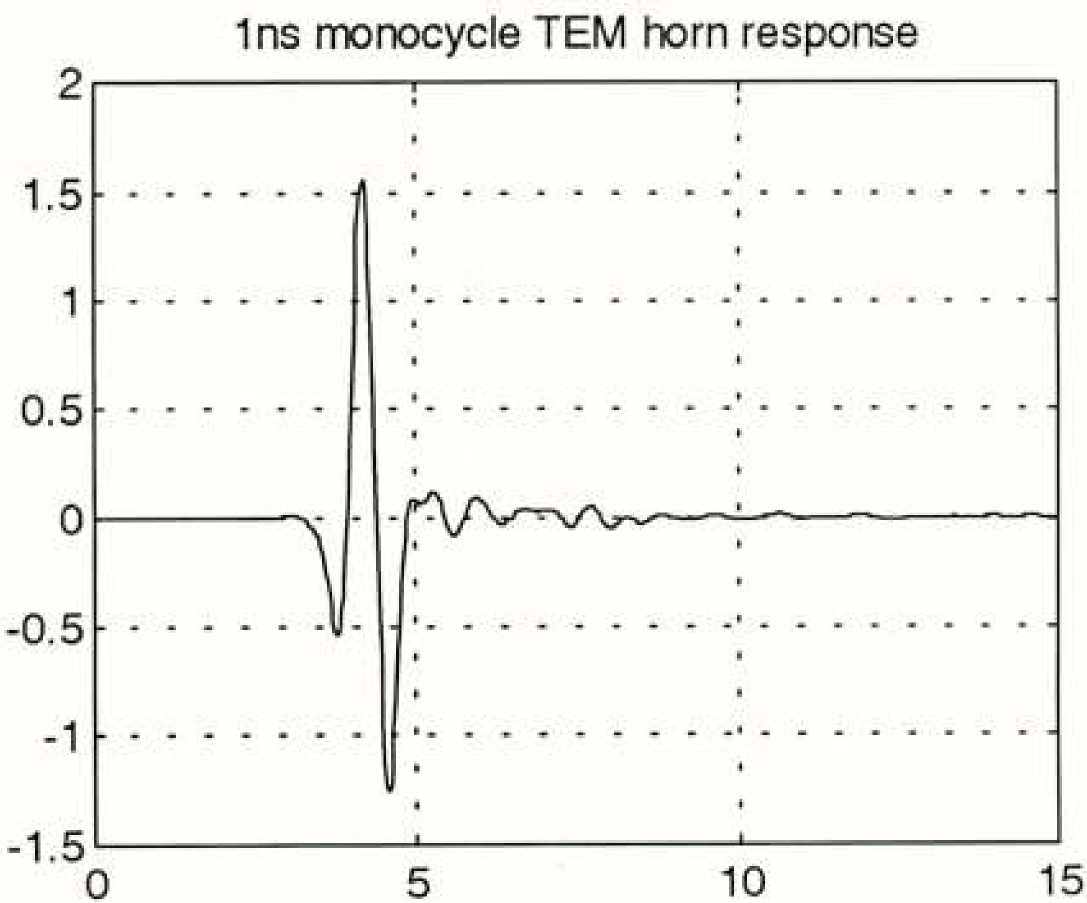


Figure 4: AUT is TEM horn

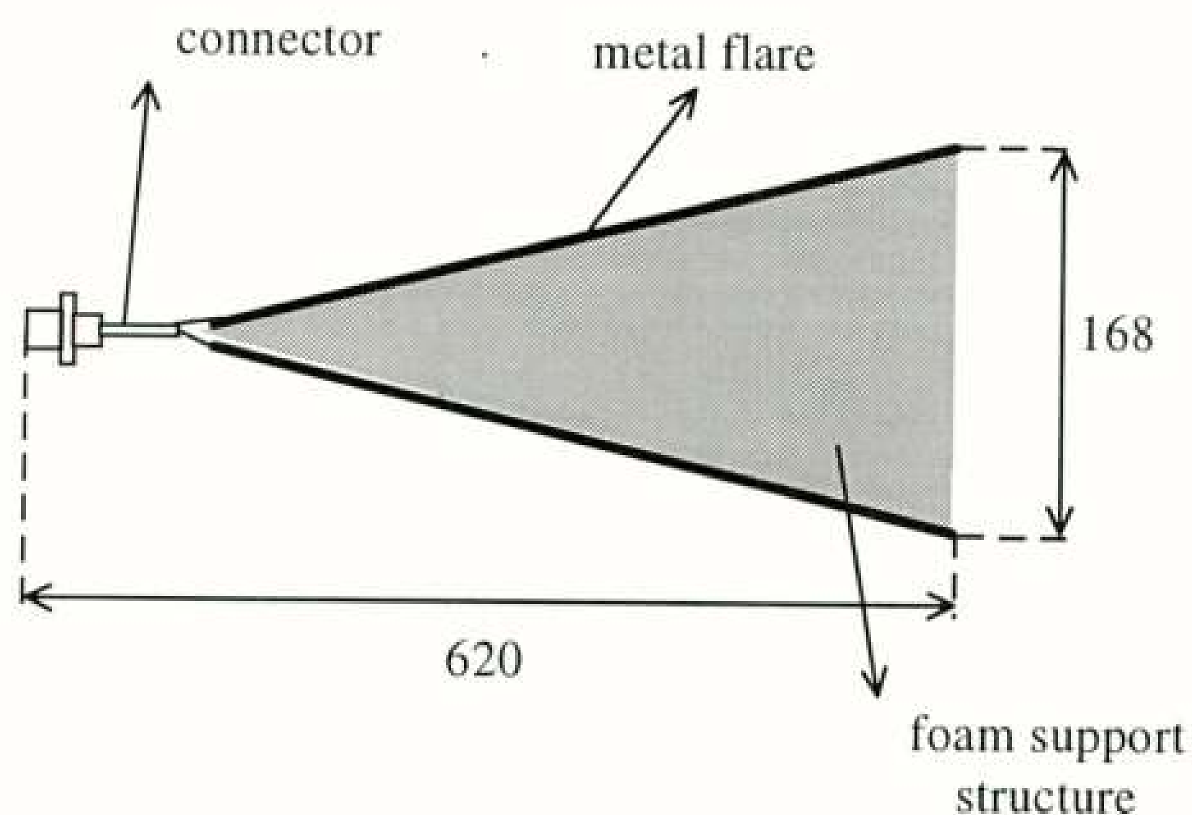
The main pulse duration and tail for the TEM horn antenna signal is similar to the response of two identical TEM horns in the air. Furthermore, the response of the two loop antennas show no large resonances. Additionally, the signal strength of the different antenna responses is sufficiently large. We concluded that the measurement set-up used is feasible. Further analysis of the probe characteristics is not done, because in the final measurement set-up other probe antennas will be used.

4. Analysis of different antenna concepts

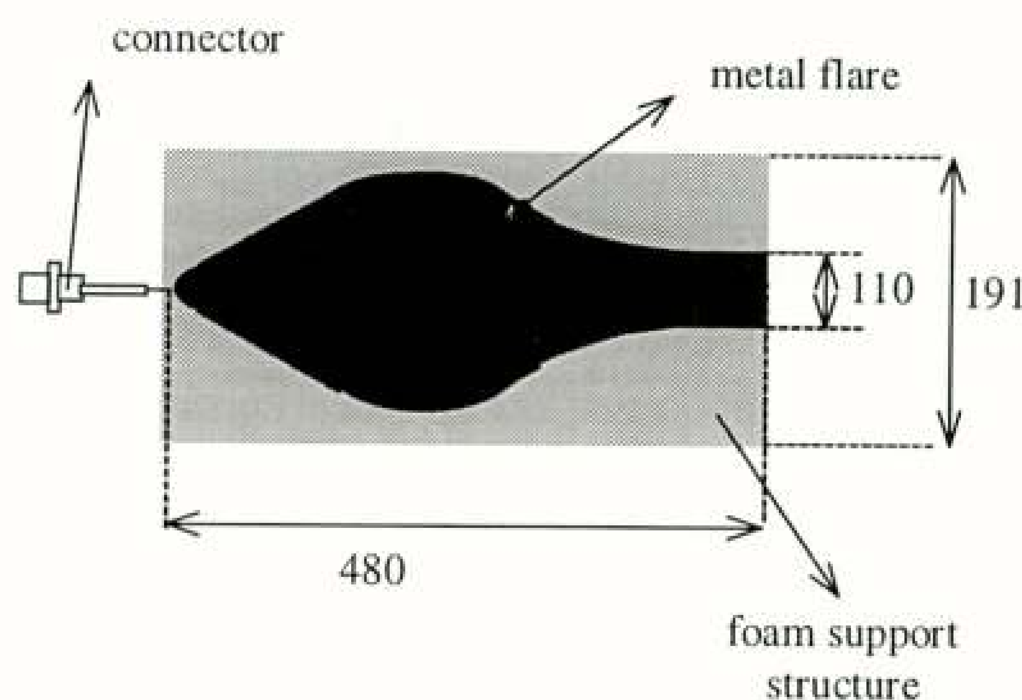
Aim of the research is to develop improved GPR antenna concepts. In this paper the first experimental results are described. Two antenna types are discussed: the TEM horn and the dipole antenna.

4.1 TEM horn

An antenna type which is known to be good for time domain pulse radiation is the TEM horn. An air filled TEM horn is developed for the radiation of the 1 ns monocycle pulses (see figure 5). The antenna signal is shown in figure 4.



side view



top view

Figure 5: TEM horn antenna for 1ns monocycle excitation

For the TEM horn response the main antenna pulse is short in time and the tail is small compared to the main pulse amplitude. Note that from figure 4 the absolute antenna characteristics cannot be determined, because no probe correction is aplied.

The TEM horn have also disadvantages. First, the crosscoupling is large. Second, the TEM horn is not shielded. Currently we are investigating improvements to this antenna concept for use in a GPR system. The first step is dielectric filling of the TEM horn. The EM waves propagating will be more contained in the dielectric embedding. This may reduce the crosscoupling between the antennas. Furthermore, the dielectric filling reduce the contrast with the ground, resulting in a smaller ground influence. Finally, due to dielectric filling the dimensions of the antenna can be reduced.

4.2 Shielded broadband dipole

The second antenna type investigated on the GPR test range is the 'shielded broadband dipole'. This concept resulted from a compromise between two GPR antenna requirements. First, a shielded antenna structure. Second, small antenna dimensions. The concept is the placement of a broadband dipole in a metal casing. The metal case act as a waveguide and the dipole is used for waveguide excitation. Because the propagation path in the waveguide is short, the dispersion (typical for a waveguide) is expected to be small. The dipole arms have an elliptical shape (optimized for maximum flat frequency response). In the first prototypes, the dipole was placed in air. The first antennas showed large antenna ringing (see figure 6).

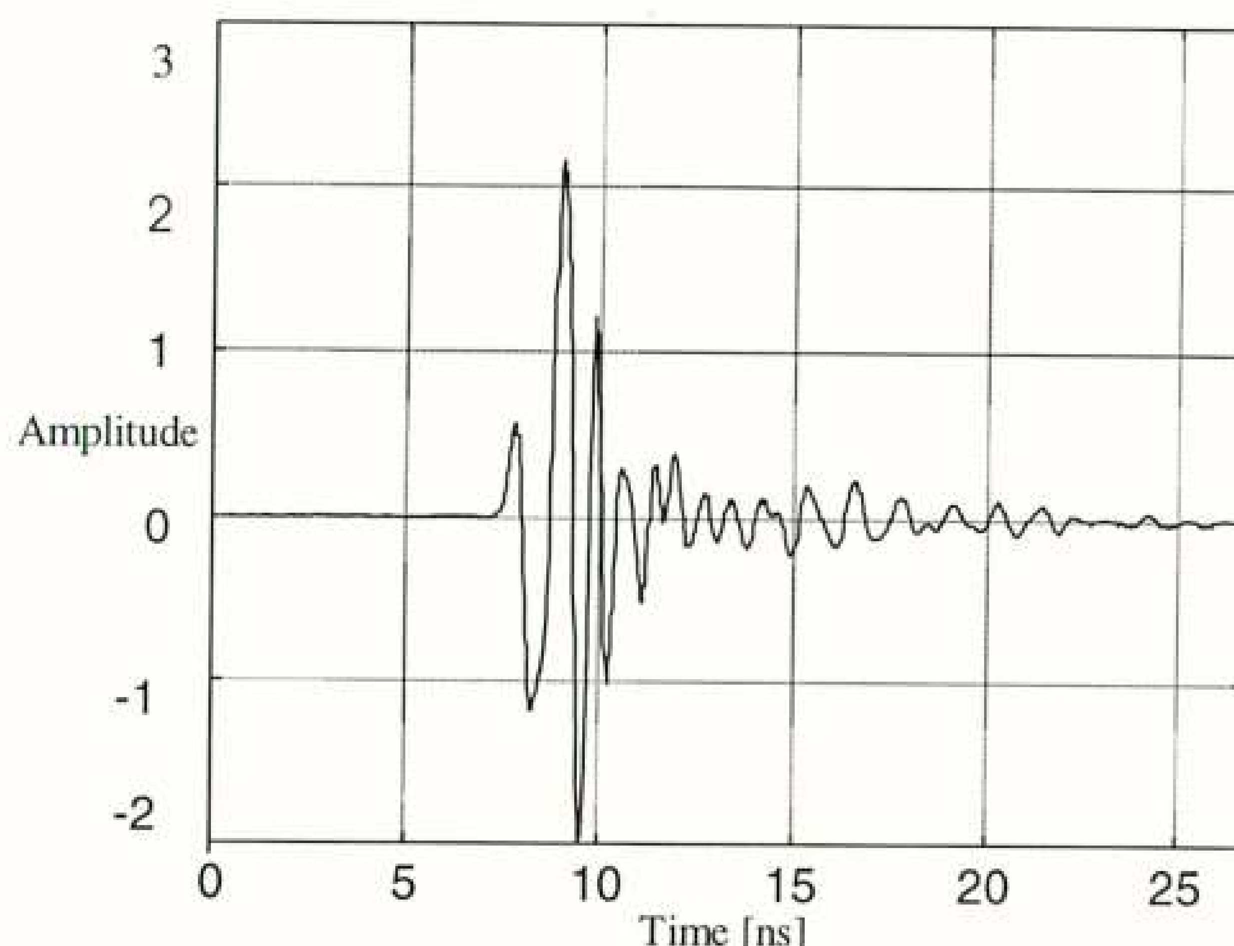


Figure 6: First prototype shielded broadband dipole.

The time domain antenna response in figure 6 is not accepatable for the GPR system. By covering the sidewalls with absorbing material, the antenna ringing is reduced. The next step is the dielectric embedding of the antenna to reduce the contrast with the ground (see figure 7). The response of the improved antenna is given in figure 8.

Figure 8 showed a large improvement comparing to figure 6, especially for the tail. However, further improvements can be made in the main pulse. In the near future experiments will be done with resistive loading of the dipole and better absorbers on the dielectric embedding. Another idea which is currently investigated is the use of lossy dielectrics

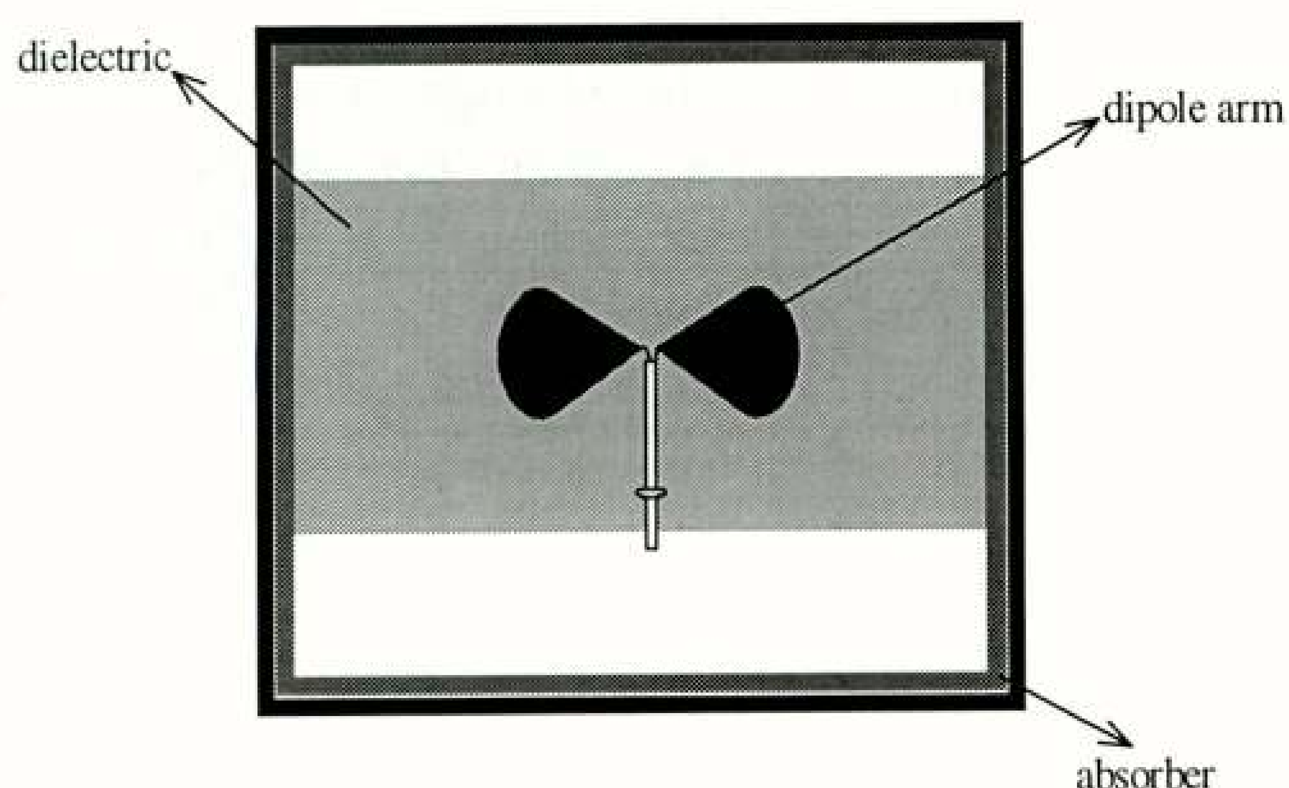


Figure 7: Top view dielctric embedded broadband dipole.

in the antenna. The feed point is embedded in the dielectric. The dipole radiates to all directions. For the antenna performance it is better that all energy outside the direct path to the ground is absorbed. This can be done by inserting losses in the medium (carbon or ferrite particles). Because the electric permitivity of the medium is constant, no reflections are introduced.

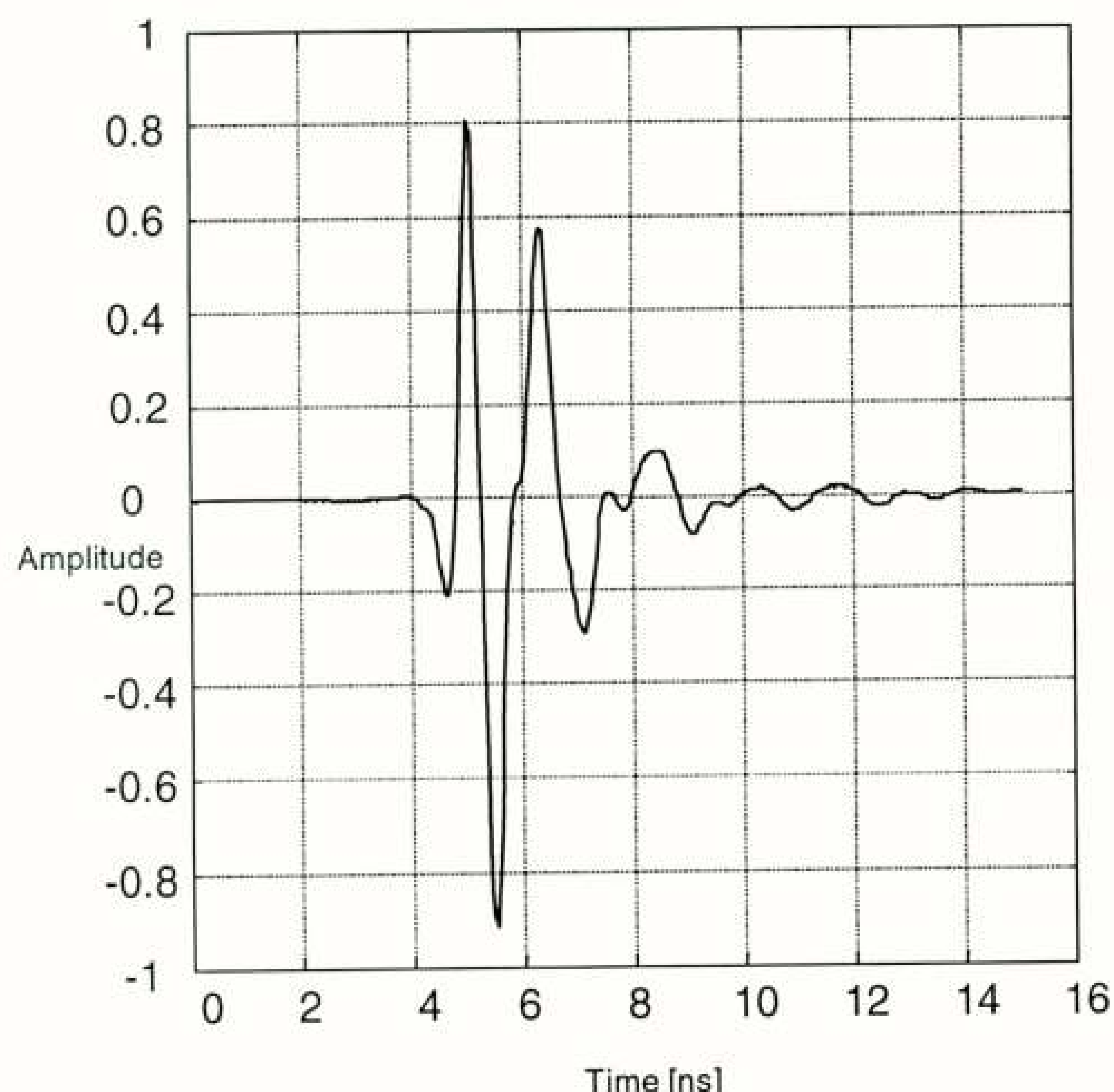


Figure 8: Measured response embedded broadband dipole

Conclusions

In this paper the design of GPR antennas is described. First, a review of the main design principles is given, because GPR antenna design differs from the classical approach. Most important principles are a good time domain performance (removal of resonances and minimize the tail) and minimal ground influence. Second, a practical GPR measurement set-up is described. Measurements are essential in the antenna design. In the GPR test site we measure the radiated time domain field on a planar surface in the ground. The time domain antenna performance can be investigated for different excitation pulses. Third, two antenna types are discussed; the TEM horn and the 'shielded broadband dipole'. The TEM horn have good radiation characteristics, but large crosscoupling and is sensitive for interference signals. Additional work on the TEM horn is discussed. The 'shielded broadband dipole' is designed to have a closed structure with small antenna dimensions. Intermediate results of the first and the latest prototype are shown. However, further improvements of this antenna type is expected.

Voordracht gehouden tijdens de 467e werkvergadering.

De auteur:

René de Jongh is afgestudeerd in 1994 aan de Technische Universiteit Delft, Faculteit Elektrotechniek. Van 1994 tot 1996 is hij TWAIO aan dezelfde faculteit, bij het onderzoeksinstituut IRCTR. Onderwerp van de TWAIO studie is de ontwikkeling van een nieuwe meettechniek voor hoog frequente antennes. In deze methode worden antenne eigenschappen bepaald met behulp van korte tijdpulsen. Deze ontwikkeling wordt gedaan samen met het Russische Radiotechnical Institute (RTI). Ten behoeve van dit onderzoek wordt twee maanden doorgebracht op dit instituut in Moskou in de zomer van 1995. Na het afronden van de TWAIO studie in 1996 wordt René de Jongh toegevoegd onderzoeker binnen het STW project "Improved Ground Penetrating Radar Technology". Binnen dit project is hij verantwoordelijk voor de ontwikkeling van een grondradar systeem. Voornaamste onderdeel van dit systeem zijn de grondradar antennes. Deze antennes moeten in staat zijn om korte tijdpulsen te zenden en ontvangen en optimaal te werken in de nabijheid van de grond. Vooral deze laatste eis is moeilijk te realiseren omdat de grond eigenschappen sterk afhangen van de samenstelling, ruwheid van het oppervlak en de weersomstandigheden.

Voortvloeiend uit zijn activiteiten bij het grondradar onderzoek is hij betrokken bij het specifieke onderzoek naar landmijn detectie met behulp van grondradar.
De activiteiten met betrekking tot de korte puls meettechnieken en grondradar zijn verricht bij het International Research Centre for Telecommunications-transmission and Radar (IRCTR). Dit instituut is onderdeel van de faculteit Informatie Technologie en Systemen (ITS) van de TU Delft. Eén van de onderzoeks gebieden van dit instituut is grondradar. IRCTR is verantwoordelijk voor de technologie ontwikkeling in bet STW project "Improved Ground Penetrating Radar Technology". Dit project, dat gestart is in 1996 en doorloopt tot 2000, richt zich op grondradar toepassingen in het algemeen. Daarnaast wordt er voor het Ministerie van Defensie gericht onderzoek gedaan naar landmijn detectie met behulp van grondradar. Vanaf januari 1999 begint IRCTR aan een groot onderzoeks project naar landmijn detectie met behulp van grondradar.

Vanaf 1 oktober 1998 is René de Jongh werkzaam als technologisch ontwerper bij Hollandse Signaalapparaten B.V., bij de vestiging Delft.

DESIGN OF AN ULTRA-WIDEBAND GROUND-PENETRATING RADAR SYSTEM USING IMPULSE RADIATING ANTENNAS

J.B. Rhebergen and A.P.M. Zwamborn

TNO Physics and Electronics Laboratory,
The Netherlands.

D.V. Giri

Pro-Tech,
United States of America.

ABSTRACT

At TNO-FEL, one of the research programs is to explore the use of ultra-wideband (UWB) electromagnetic fields in a bi-static ground-penetrating radar (GPR) system for the detection, location and identification of buried items of unexploded ordnance (e.g. land mines). In the present paper we describe the current status of the development of this system.

The UWB ground-penetrating radar system is designed to operate in the frequency band from 200 MHz to 3 GHz and uses impulse radiating antennas (IRAs) as transponders to radiate and receive very short electromagnetic pulses from a short distance above the soil. The receiving IRA is similar to the transmitting IRA and is connected to a receiving unit which comprises of an attenuator, time gate switch, trigger delay generator and a sampling oscilloscope (see figure 1). A personal computer is used to control the equipment. In order to perform controlled radar experiments, a full-size experimenting and testing facility has been erected on the premises of TNO-FEL.

SYSTEM DESIGN

To design an UWB GPR system for detection, location and identification of land-mines the following points have to be successfully combined.

- generation of UWB EM field (i.e. source)
- radiation of UWB EM field (i.e. antenna)
- characterization of the soil and air/earth interface
- reception and synthesis of scattered fields
- signal processing techniques and identification of objects
- controlled experiment/test environment.

This paper concentrates mainly on the system design. The signal processing aspects are, for the time being, saved for a future follow-up paper although some preliminary work has taken place [1]. An overview of the overall system concept is shown in figure 1. The target volume is illuminated by an ultra-wideband electromagnetic field, with an angle of incidence chosen to maximize energy transmission into the ground, whilst minimizing reflection from the ground/air interface. Presently, the main interest
is in objects varying in size from about 5 cm up to ca. 75 cm. In air this corresponds to wavelengths of 1.5 m to 0.1 m. Consequently the frequency range of interest extends from 200 MHz up to 3GHz.

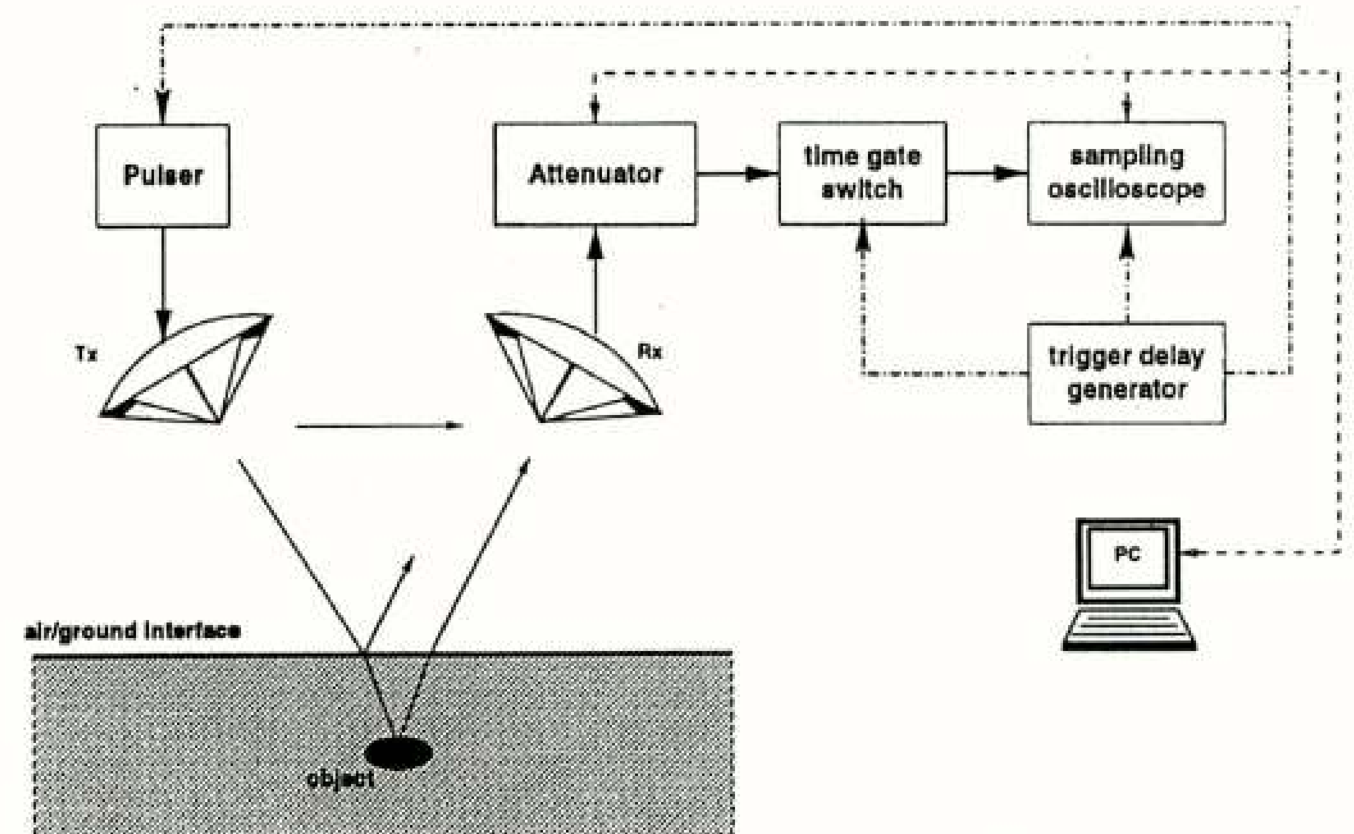


Figure 1 - Schematic block diagram of a generic UWB GPR system

The principal goal is to perform the needed analytical and design work to support the construction of an experimental/test facility, where targets can be buried in a sand medium and

illuminated by an ultra-wideband electromagnetic field. The scattered fields have to be observed and diagnosed for the purpose of building an electronic database containing the responses of a large number of buried objects.

Generation of UWB EM fields

For our UWB GPR system it was decided to use a solid state pulse generator with a double exponential voltage waveform. Such a waveform can be modeled by,

$$V(t) = Vo\{\exp(-\beta t) - \exp(-\alpha t)\}u(t), \qquad (1)$$

with V_0, α and β known constants, $\alpha >> \beta$ and $u(t)$ the Heaviside step function. In our case the parameters are

$$V_0 = 9.635 \text{ kV}, \qquad (2)$$

$$\alpha = 2 \,.\, 10^{10} \text{ s}^{-1} \text{ and } \beta = 2.5 .\, 10^{8} \text{ s}^{-1} \qquad (3)$$

This gives rise to a Fourier spectrum,

$$\bar{V}(j\varpi) = V_0 \left[\frac{1}{j\varpi + \beta} - \frac{1}{j\varpi + \alpha} \right]. \qquad (4)$$

Since the magnitude of the far field is proportional to the derivative of the voltage waveform, a better radiated spectrum (enhanced bandwidth) is obtained when compared to sinusoidal mono-cycles. The pulser is designed to drive a 50 Ω load, is fully protected agianst open and shortcircuit loads and has a pulse repetition frequency of 1 kHz. The pulse has a 10% to 90% rise time of about 100 ps and a full-width half-maximum (FWHM) time of 3 ns.

Radiation of UWB EM fields

Many commercially available wideband antennas have poor performance when it comes to radiating very short pulses. Part of the UWB GPR system design entailed the design of an IRA for ground penetrating radar applications. The upper frequency limit f_{upper} of such an antenna is determined by the pulse rise time t_{rise} while the lower frequency limit f_{lower} is determined by the dimensions of the reflecting dish. Pulse rise times of 25 ps and upper frequency limits of 20 GHz have been demonstrated in IRA designs. Experiments have shown that an antenna with a 4 m reflecting dish and a 60 kV switch with a 85 ps rise time has a bandwidth extending from 35 MHz to 4 GHz with a field stength of 4 kV/m at 300 m. The frequency range of interest in our case is from about 200 MHz to 3 GHz. Hence the diameter of the reflecting dish was proposed to be in the order of 1 m.

Soil chracterization

Electromagnetic waves are damped considerably when traveling through a medium with a conductivity greater than zero. In our experimental set-up the angle of incidence and incident polarization are chosen such as to maximize the energy transfer from the transmitter into the ground. This is based on the technique of pulse matching into the ground developed in [10], for vertical polarization. If frequencies are much larger than the relaxation frequency of the ground ($f_{relax} = \sigma/\varepsilon$), there is an angle of incidence at which there is very little reflection of the incident wave from the air/ground interface. This is called the high-frequency Brewster angle. For $f >> f_{relax}$ it can be shown that reflection is minimal (theoretically zero) when,

$$\tan(\psi_B) = \sqrt{\varepsilon_r} \quad (4) \qquad (5)$$

When $\sigma = 0.01$ S/m and $\varepsilon_r = 10$, then the relaxation frequency of the ground $f_{relax} = 113$ MHz. Hence when the conductivity $\sigma \leq 0.01$ S/m, which is quite typical, the radiated spectrum of the IRA will be transmitted into the ground with minimum reflection. The next table shows some examples of high-frequency Brewster angles at various values of permittivity.

ε_r	2	4	6	8	10
ψ_B	54.73°	63.42°	67.79°	70.53°	72.45°

Reception and synthesis of scattered fields

The receiving system consist of:

- receiving antenna, similar to transmitting antenna;
- processing unit (data acquisition).

The processing unit has to perform two tasks:

- recording and preprocessing the incoming signal, reducing noise, clutter and distortion caused by the signal path;
- perform some signal processing on the scattered field in order to be able to identify the buried objects.

Data acquisition and processing is done by a sampling (digitizing) oscilloscope able to perform measurements on signals with bandwidth of up to 20 GHz. The input signal cannot be measured reliably

at just one instance, which is why a sampling oscilloscope employs a repetitive sampling architecture. This in turn requires the transmitted pulse to be repetitive as well. Arithmetic averaging of the repetitive input signal can significantly reduce the noise (and jitter) on the received scattered field signal. Gating allows isolation of the part of the signal due to the buried objects.

Signal processing and identification

Until 1980, almost all of the work in the field of groundpenetrating radar was directed towards the detection of buried objects. Only very few attempted the problem of target identification (or classification), which is a problem far more severe than the identification of aerospace targets by conventional radars where the target can literally be seen and the class of false targets is limited in scope. Underground there are varieties of undesired targets that complicate the task. Furthermore, the ground medium involved, is usually lossy, inhomogeneous and electrically weather-dependent. These problems, together with the presence of the air-ground interface, makes the task of subsurface target identification truly formidable.

It was suggested by some authors that the so-called singularity expansion method (SEM) is one of the few methods capable of performing identification of objects [2]. This method is based on the theoretical observation that all objects have natural resonant frequencies that depend on their size, shape and the material decomposition only and not on the orientation of the object or on the direction of the incoming field. When a target is hit by a short electromagnetic pulse, the target will "ring" and radiate a scattered field that contains as prominent constituents a set of damped sinusoids. These sinusoids represent the natural resonant frequencies. The bandwidth of the ultra-wideband system must be large enough to cover all the resonant frequencies of interest. The SEM will be exploited in the current problem of classification of the buried object for the calculation of the internal resonances of the buried object by processing the reflections or backscattering from the objects. Some initial analysis with synthetic data has already been performed [1].

DESIGN AND CONSTRUCTION OF AN IRA

The paraboloidal reflector antenna fed by a pyramidal horn has found wide-spread application in radar and communication engineering. The reflector antenna also has very useful characteristics when it is fed by two or four conductor transmission lines. A dispersion-less wideband antenna with a nearly flat radiating spectrum is desirable for short pulse applications. The reflector IRA employs a paraboloidal reflector fed by TEM lines [11, 12], and is an example of an aperture antenna. It is well known that the radiated field from an aperture antenna consists of a spatial integration of the aperture fields over the aperture, while the temporal behaviour of the aperture field is differentiated in the far field. In a practical situation, the illuminating field or the aperture field is a double exponential waveform and the radiated field then becomes impulse-like with a very large bandwidth ratio.

The reflector IRA under consideration consists of

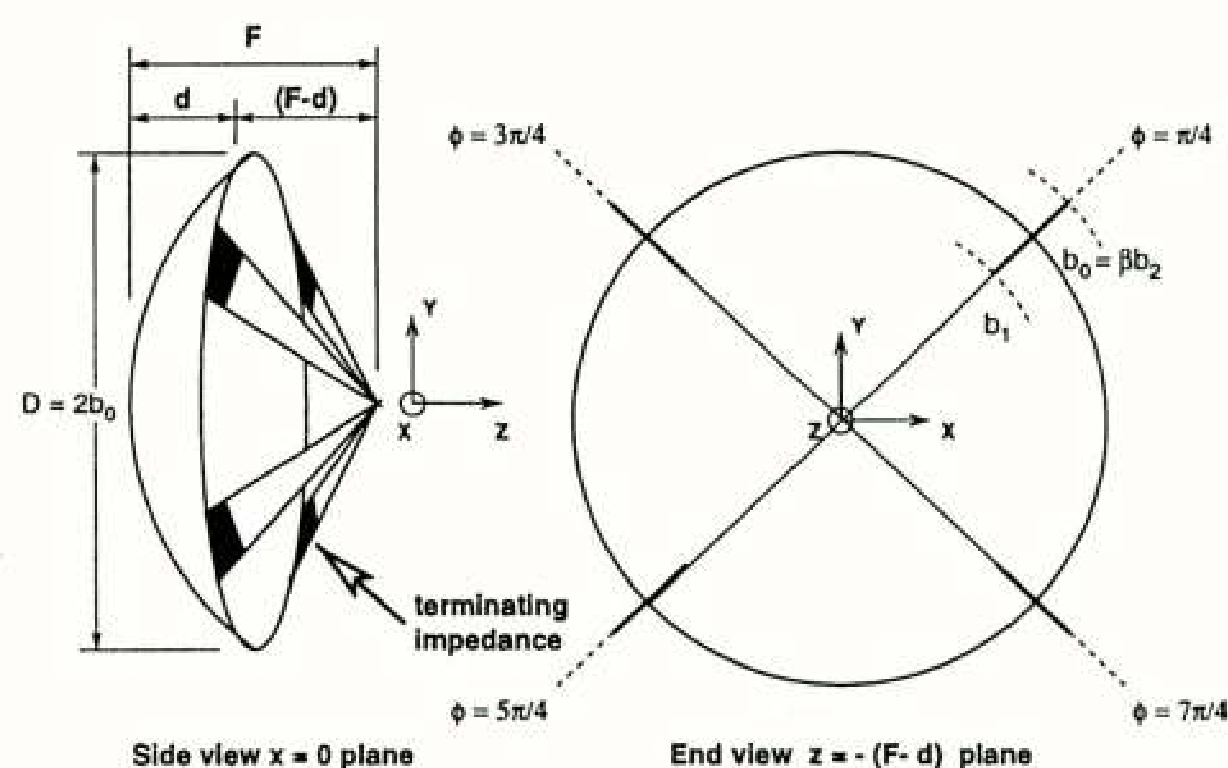


Figure 2 - An illustration of a reflector fed by a pair of coplanar conical TEM lines.

a paraboloidal reflector fed by two pairs of coplanar feed plates as illustrated in figure 2. Coplanar feed plates are chosen over the more conventional facing-plate geometry to minimize the aperture blockage effects. To reduce the aperture blockage, the feed plates are required to be narrow, resulting in feed impedances of several hundreds of Ohms. The 400 Ω lines are connected in parallel resulting in a net feed impedance of 200 Ω. The aperture area should be as large as practically possible, since the far field is proportional to the square root of this area for a constant voltage at the feed. The magnitude of the far field is proportional to the aperture area for a constant aperture field. The pulse generator has to be of the differential type to avoid common mode currents on the feed plates, which could distort the desired features in the far field. The driving voltage is $V(t) = (V_0/2)u(t)$, where V_0 is already.defined in eqn. 2. Since $E_{far} \propto \partial V/\partial t$, it; is desirable to maximize this rate of rise of the incident field or the voltage pulse.

Two identical reflectors were manufactured with the following characteristics.

- one piece, spun aluminum, paraboloidal surface
- diameter D =900 mm
- focal length F = 337.5 mm
- profile accuracy $\leq$ 1.5 mm
- $f_d = F/D = 0.375$

The desired rise time of 190 ps implies an upper 3 dB frequency of 3.5 GHz which gives rise to wavelengths in air of 85.7 mm. The surface tolerance of the reflector is small compared to the shortest wavelength and hence it is acceptable.

Next, we look at an estimation of boresight waveforms. For analysis purposes, one could consider a single (two conductor) coplanar feed, although in practice we used two such feed lines connected in parallel for a more uniform illumination of the reflector (see figure 2). When the reflector IRA was originally proposed [5], the boresight radiation was predicted to consist of a feed step followed by an impulse-like behaviour. It was also shown that the total area under these two parts of the radiated waveform (i.e. prepulse plus impulse) is zero. This means, that there is no DC component in the radiated waveform consisting of the prepulse and the impulse. This further implies that the portion of the radiated waveform after the impulse must have a net zero area in itself. The post impulse portion consists of diffracted signals from the feed plate and the circular rim of the paraboloidal reflector. A more recent analysis [6] has extended this result by chronologically considering the various temporal elements of the boresight radiation, which is illustrated in figure 3. Let us assume that the voltage pulse generator is switched on at t = 0, and the observer is at a distance $r(= z)$ to the right of the focal point of the paraboloid. These temporal elements are:

- Prepulse: feedstep $E_{y1}\ (r,\ t)$
- Main pulse: impulse $E_{y2}\ (r,\ t)$
- Postpulse:
  - feedplate diffraction: $E_{y3}(r,$ t) (actually this consists of two parts originating form the plate edge (3a) and the plate itself (3b))
  - edge diffraction from circular rim of the reflector, E_{y4} (r, t)
- Entire pulse constraints: low-frequency dipole moment radiation and no radiation at zero frequency (DC).

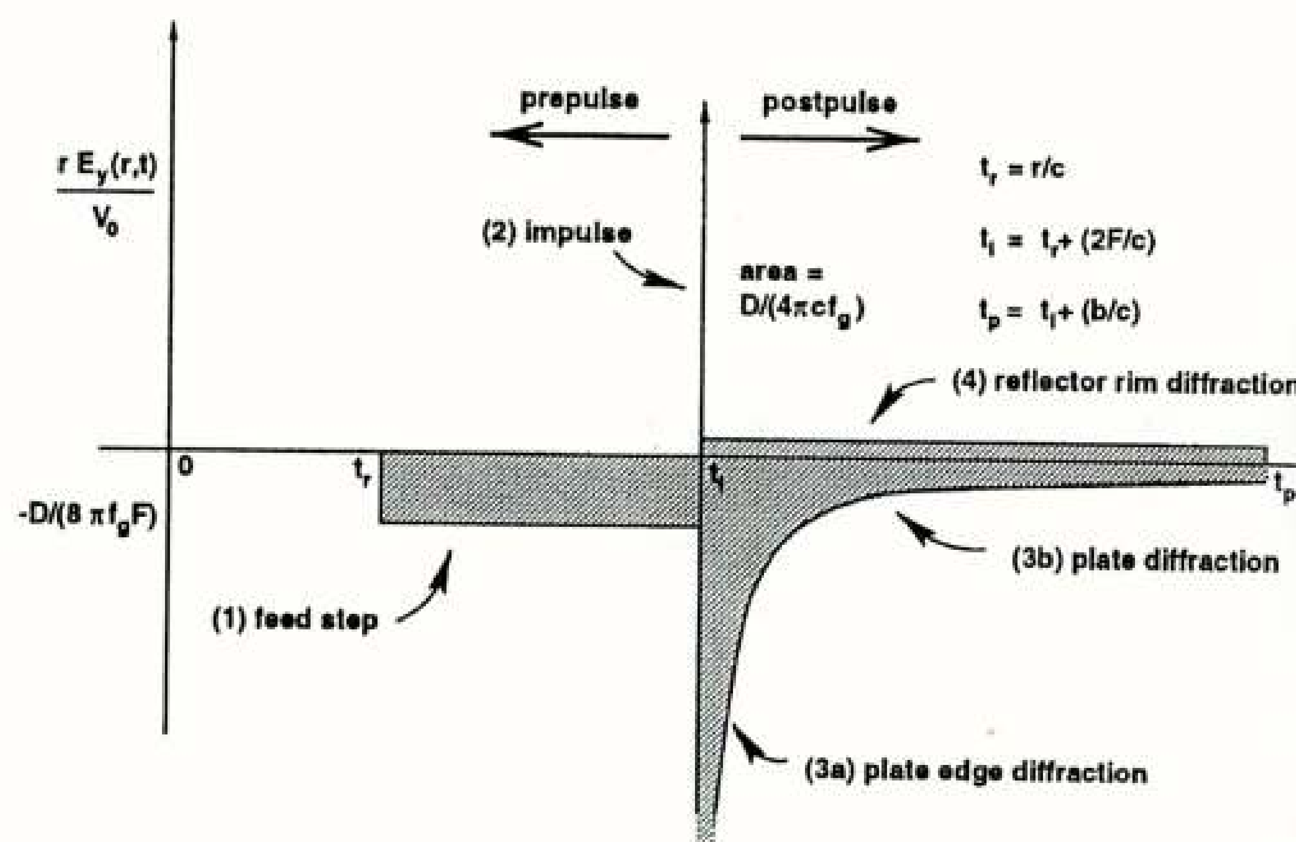


Figure 3 On-axis radiation from a canonical reflector IRA.

The far field $\vec{E}_f(\vec{r},t)$ is given by,

$$\vec{E}_f(\vec{r},t) = \vec{1}_y\, E_y(r,t), \quad \text{where} \tag{6}$$

$$E_y(r,t) = \sum_{i=1}^{4} E_{yi}(r,t) \tag{7}$$

+low-frequency radiation from dipole moments resulting in time-integral constrains on entire pulse.

Detailed, closed-form expressions for the components $E_{yi}\ (r,\ t)$ in the above expression, are available in [7]. The results of eqn. 6 is illustrated in figure 3. The time-integral constraints imposed by the low-frequency radiation are,

i) the complete first-time integral of the radiated waveform must be zero, and
ii) the second-time integral must be proportional to the late-time dipole moments.

Feed plates, terminating and matching

The feedplates form a parallel combination of 2 x 400 Ω conical TEM lines, giving the IRA an input impedance of 200 Ω. Matching to the 50 Ω pulse source is done by means of balun. Suitable high-frequency, high-voltage, and high-impedance cables are difficult to find. Finally a 100 Ω flexible cable with a PTFE dielectric was chosen. The latter is bound to introduce some dispersion, however the cable can be replaced by a better one in the future. Terminiation of each feed plate at the dish edge consists of a net DC impedance of 200 Ω. The insulating spacer is a high density polyethylene slab

the dimensions of which are optimised experimentally. Capacitance of the slab is trimmed by drilling holes (tuned with help of TDR measurements at the antenna terminal). The terminating resistor network, consist of a series-parallel network (5 by 5) of 1 W, 200 Ω carbon composite resistors of 10% tolerance. Thus total heat dissipation is not a problem. Since the length of the resistor chain is ≥ 10 cm, the voltage stand-off (in the order of 10 kV/cm) is not seen to be a problem either.

Far field of the IRA

If an aperture antenna of diameter D is illuminated by a CW field of frequency f, then the far field is determined by the distance r such that,

$$r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \quad , \tag{8}$$

which is obtained by requiring that $\Delta_r \leq (\lambda/16)$ where Δ_r is the path difference of the edge ray and the central ray from aperture to observer. For pulsed antennas one can define a clear time $t_c = \Delta_r/c$ and require that $t_c < t_{\text{rise time}}$ of the incident pulse. It is seen that

$$t_c = \frac{1}{c}\left[\sqrt{\frac{D^2}{4} + r^2} - r\right] . \tag{9}$$

Requiring that $t_c < t_{\text{rise time}}$, it is observed from table 1 that the observation point has to be greater than 8 m, to be in the far field, by a comparison of the clear time with the rise time of 100 ps. The radiated fields on the bore-sight are known in closed form in the far field [5, 6, 7, 8, 9]. More recently, Russian researchers [14] have worked out near and far field expressions of the E-field on the bore-sight of an IRA. Using these expressions, we have estimated the on-axis E-field at various distances in the near and far field of the antenna. This is the subject of the next subsection. Although 8 m is the minimum distance to be in the far field, the actual experiments of illuminating targets can be performed at shorter distances in the near field.

The pulse is broader and has more low-frequency components in the near field. In fact, very near the

Table 1. Clear time t_c for a reflector diameter D = 0.9 m

r (in m)	$r + \Delta_r$ (in m)	Δ_r (in mm)	$t_c = \Delta_r/c$ (in ps)
1.0	1.096	96	320.0
2.0	2.050	50	166.6
2.5	2.540	40	133.3
3.0	3.033	33	110.0
3.5	3.529	29	96.6
4.0	4.025	25	83.3
5.0	5.020	20	66.6
8.0	8.012	12	40.0
10.0	10.010	10	33.3

the antenna, for example at the feed point, the electric field is similar to the voltage pulse which is a double exponential waveform. The differentiation occurs in the far field and the transformation from near to far field is gradual and not abrupt. This transformation can be experimentally observed by measuring the electromagnetic field on-axis, as one moves away from the focal region. These values

Table 2 . Near field and far field characteristics of the IRA (bore-sight)

quantity	near field	far field
distance R	5 m	10 m
cleartime	66 ps	33.3 ps
prepulse	-255 V/m	-127 V/m
prepulse duration	2.25 ns	2.25 ns
impulse peak	5.9 kV	3.8 kV
impulse duration	85ps	60 ps

have been experimentally verified during initial measurements and compare favourably with the above table. Expressions for the radiated spectrum are available in literature as mentioned earlier. Calculations for our IRA results in the values tabulated in table 3.

Table 3. Calculated bore-sight values for a distance R = 10 m

E = $2.85.\ 10^7$ V/m (+/- 12%)
f_l (3dB) = 80 MHz
fu = 10 GHz
BW-ratio = 125
decades = 2.097

Measurements indicate that due to practical restrictions the actual performance is not quite as good as theoretically expected.

UWB GPR EXPERIMENTAL FACILITY

To be able to test the newly developed UWB GPR system and to perform experiments in a controlled environment, a full scale experimental/test facility was erected on the premises of TNO-FEL. This facility has been developed in cooperation with the Delft University of Technology and will be used to illuminate objects buried in a realistic sand medium with an ultra-wideband electromagnetic field. The electromagnetic field scattered by the buried object has to be recorded and diagnosed for the benefit of developing a computer database containing the responses of a large number of potential targets (i.e. land-mines etc.).

The experimental facility consists of a buried wooden box. The dimensions of this box are 10 m x 10 m wide and 3 m deep. Special care has been taken not to use any metal parts in the construction of the box or in the vicinity thereof. The sand-box is filled with clean homogeneous river sand. In order to keep the condition of the sand in the box optimal and to prevent pollution from the outside (for example ground water) entering the box, a drainage system was installed and the inside of the box was covered with a watertight plastic lining. To prevent the weather from influencing the test conditions and to protect the measuring equipment, a large tent covers the entire site. While filling the box with sand, special care was taken to get a homogeneous profile. Current tests indicate that this was not entirely successful but should be good enough to work with. Later on we might choose to empty the box and refill it with a ground (soil) of a different composition. To facilitate the measurement of EM transmissions into the ground a square PVC tube running from the surface of one side to the bottom of the other side has been installed about one meter from the edge of the sand-box.

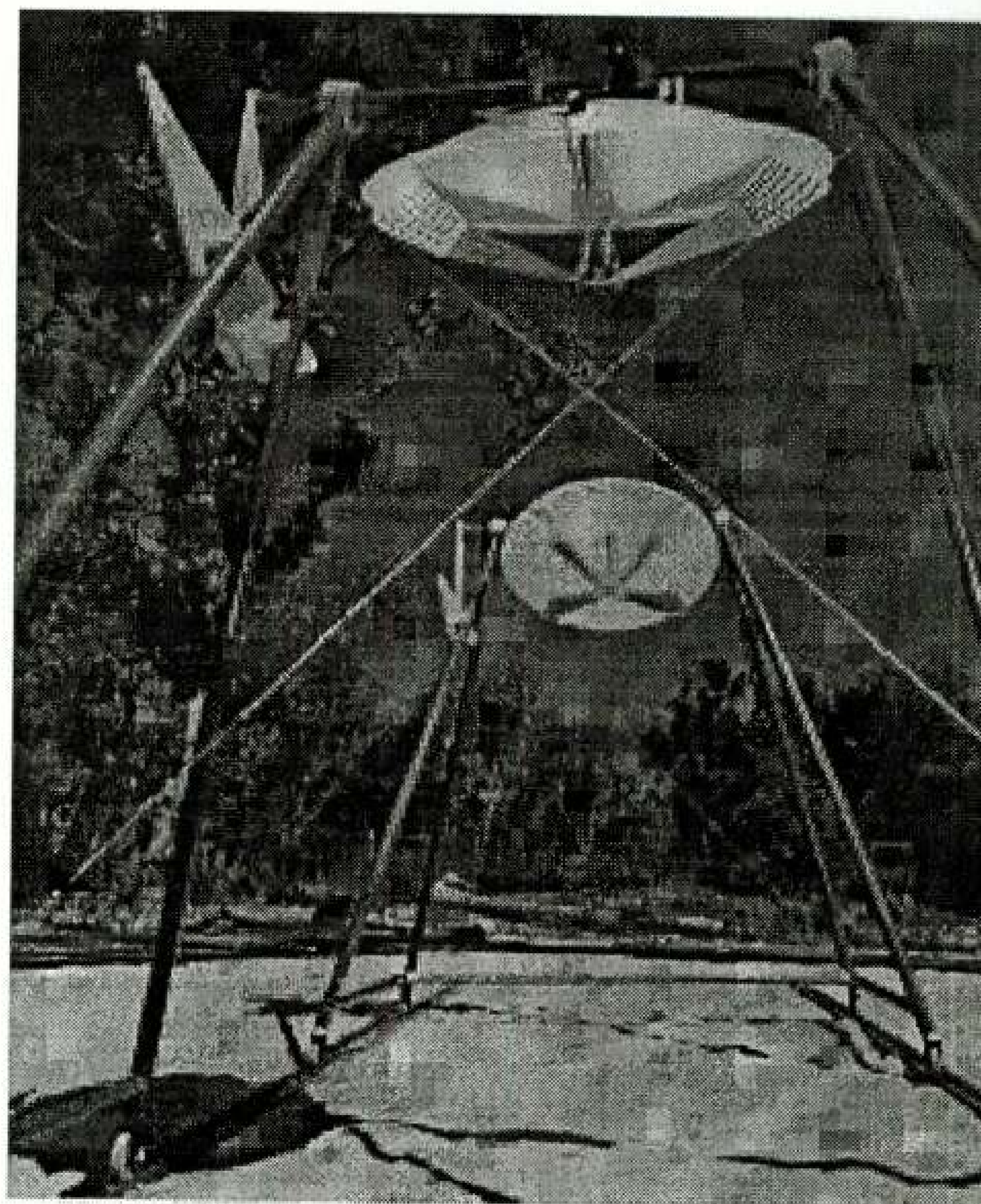


Figure 4 . The finished IRAs mounted on A-frames at the UWB GPR experimental facility.

REFERENCES

[1] J. LoVetri, S. Primak, B.J.A.M. van Leersum and A.P.M. Zwamborn, June 1998, "Feasibility study into the identification of land-mines using UWB radar and analysis using synthesized data", presented at EUROEM'98, Tel Aviv, to be published in "Ultra-Wideband Short-Pulse Electro-magnetics 4"

[2] C.E. Baum, E.J. Rothwell, K.M. Chen and D.P. Nyquist, 1991, "The Singularity Expansion Method and its application to target identification", Proc. of the IEEE, vol.79, no.10, pp.1481-1492

[3] C.E. Baum, 1994, "Signature-based target identification and pattern recognition", IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.36, no.3, pp. 44-51

[4] C.E. Baum, L. Carin and A.R Stone, 1996, "Ultra-wideband short-pulse electro-magnetics 2", Plenum Press, New York, ISBN 0-306-45502-X.

[5] D.V. Giri and C.E. Baum, "Temporal and spectral radiation on bore-sight if a reflector type of impulse radiating antenna (IRA)", published in [4].

[6] D.V. Giri and C.E. Baum, November 1989, "Radiation of impulse-like transient fields",

Sensor and Simulation Notes, no.321.
[7] D.V. Giri and C.E. Baum, February 1994. "Reflector IRA design and bore-sight temporal waveforms", Sensor and Simulation Notes, no.365 [1]
[8] D.V. Giri, H. Lackner, I.D. Smith, D.W. Morton, C.E. Baum, J.R. Marek, D. Scholfield and W.D. Prather, July 1995, "A reflector antenna for radiating impulse-like waveforms", Sensor and Simulation Notes, no.382
[9] D.V. Giri, November 1995, "Radiated spectra of impulse radiating antennas (IRAs)", Sensor and Simulation Notes, no.386
[10] C.E. Baum, March 1967, "The Brewster Angle Wave Matcher", Sensor and Simulation Notes, no.37
[11] C.E. Baum, D.V. Giri and R.D. Gonzalez, April 1976, " Electromagnetic field distribution of the TEM mode in a symmetrical two-parallel plate transmission line", Sensor and Simulation Notes, no.219
[12] F.C. Yang and L. Marin, September 1977, "Field distribution on a two-conical plate and a curved cylindrical plate line", Sensor and Simulation Notes, no.229
[13] J.J.A. Klaasen, August 1992, "An efficient method for the performance analysis of bounded-wave nuclear EMP simulators", Sensor and Simulation Notes, no.345
[14] O.V. Mikheev, S.A. Podosenov, K. Yu. Sakharov, A.A. Sokolov, Ya.G. Svekis and V.A. Turkin, "New method for calculating pulse radiation from an antenna with a reflector", submitted to IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility

1. *The "Sensor and Simulation Notes" can be obtained from the Phillips Laboratory, Kirtland AFB, NM 87117. USA*

Dit artikel werd eerder gepubliceerd in:
Second International Conference on the detection of abandoned land mines.
Conference Publication No.458.
IEE, 12-14 October 1998, Edinburgh.



IN MEMORIAM

Op donderdag 28 januari 1999 overleed ons trouwe lid ir. P.D.C. Reefman op 66-jarige leeftijd als gevolg van een slopende ziekte. Kort na zijn afstuderen in 1963 te Delft als elektrotechnisch ingenieur trad hij in dienst bij het Dr. Neher Laboratorium van de PTT te Leidschendam, waaraan hij gedurende ongeveer tien jaar bleef verbonden. Tot de afsluiting van zijn actieve loopbaan ging hij daarna over naar de Hoofddirectie van PTT Telecom, met nadruk op zijn internationale werk.

De opkomst van halfgeleidercomponenten, die als schakelmiddelen de functies van het magnetisch relais overnamen, had ingrijpende gevolgen voor wat toen werd aangeduid als de elektronische schakeltechniek. Ir. Reefman hield zich indringend bezig met de theoretische en praktische aspecten van die omschakeling, alsook met de gevolgen daarvan voor de beroepspraktijk van monteurs en technici. Hij maakte zich daarbij ook sterk voor standaardisatie van tekensymbolen, o.m. voor de verschillende poortschakelingen, trekkers, geheugens, vertragings-lijnen. De ontwikkeling daarvan vond in internationaal verband plaats en daarom had ir. Reefman zitting in een aantal internationale werkgroepen.

Zoals uit het volgende blijkt toonde Ir. Reefman een grote betrokkenheid tot het onderwijs.
Het verspreiden van de kennis omtrent de standaardisatie van schakelsymbolen, zowel in eigen kring als daar buiten, vroeg een bepaalde instelling die in hoge mate overeenkwam met het profiel van de docent.
Daarnaast nam ir. Reefman gedurende vele jaren als examinator deel aan de schriftelijke en mondelinge examens van het NERG voor monteurs en technici.
Ook schreef ir. Reefman op verzoek van de Vereniging Elektrotechnisch Vakonderwijs (VEV) leerstof voor op de PTT gerichte opleidingen in het kader van het leerlingstelsel. Zijn vaak herdrukt leerboek over de schakeltechniek werd op grote schaal ook daar buiten gebruikt.
Sinds 1966 trad ir. Reefman op als gecommitteerde van het NERG voor het toezicht op het examen Hoger Elektronicus (later Elektronica Ingenieur) van Rens & Rens; vanaf 1974 tot vorig jaar als hoofdgecommitteerde. Van 1979 tot 1996 was hij ook als gecommitteerde van het NERG betrokken bij het examen Middelbaar Elektronicus van dit instituut.

Wij kenden ir. Reefman als een beminnelijk mens. Hij wist steeds een goede persoonlijke sfeer te creëren en bracht zijn boodschap op een innemende en overtuigende wijze. Zijn werk als gecommitteerde en examinator voor de Onderwijscommissie van het NERG genoot een hoge waardering. Zijn verscheiden betekent in vele opzichten een groot gemis voor het NERG.

Wij wensen de familie Reefman sterkte bij de aanvaarding van dit grote verlies.

LEDENMUTATIES

Nieuwe Leden:

H.A. Aalderink	Galjoenkade 15	2725 CA	Zoetermeer
ing. S.A. Alberts	Dokkumlaan 35	1324 AC	Almere
B. Arts	Jan Tooropstraat 35	5642 AJ	Eindhoven
ir. E. Bottelier	Erasmusstraat 65	3822 BC	Amersfoort
prof.drs. Th. Bruins	Laan van Alkemade	72341 LJ	Oegstgeest
ing. M. Dominicus	Arkelweg 1	4321 TV	Kerkwerve
J.P. van Gassel	Peperstraat 9	5975 BS	Sevenum
ing. M.F.H. de Gier	Anemoonstraat 8	5615 AM	Eindhoven
A.J.K. Groot Bluemink	Hovenierplein 8	5061 ZK	Oisterwijk
ing. H.W.P. Fleuren	Gelrestraat 7a	6585 XM	Mook
I.F.C. Haubrich	Avondroodstraat 26	5641 HB	Eindhoven
J.A.M. Hilgers	Kleine Berg 44	5611 JV	Eindhoven
N.W. de Jong	Balsemienplein 15 a	5644 LE	Eindhoven
ir. G.W. Kant	Korhoenweg 37	7971 DN	Havelte
ing. W.W.G.H. van de Kolk	Gasselshof 1	5445 RD	Landhorst
ing. R.J. Krop	Vossenweg 12	6721 BN	Bennekom
ing. A. Kuhn	Mensinge 21	5655 HT	Eindhoven
L.A.C. Landmeter	Jan v. Riebeecksingel 12	5223 HC	Den Bosch
M.G.M. Legius	Postbus 23	7400 GA	Deventer
S.M. Madani	Floraplein 60	5644 JV	Eindhoven
ing.R.F. Sanders	Vestdijk 35 G	5611 CA	Eindhoven
ing. R.M.G. Snijders	Leenderweg 271	5643 AJ	Eindhoven
M. Stam	Kervell Aar 3	5467 BK	Veghel

Nieuwe adressen van leden:

ir. F.L.M. van den Bogaart	Ransuillaan 101	2261 DB	Leidschendam
dr.ir. M.O. van Deventer	Hannie Schaftstraat 62	2264 DL	Leidschendam
ir. J.H.P. van Diederen	Newtonlaan 180	5223 DZ	's-Hertogenbosch
ir. G.A.J. van Dooren	Lijsterbesstraat 15	4711 RJ	St. Willebrord
ir.ing. O.M.J. van 't Erve	Springendalhoeh 21	7546 GS	Enschede
ir. M.R. van der Goot	Rivierforel 24	2318 ME	Leiden
ing. J.H. Haanstra	Kerkstraat 95 k48	6543 KH	Nijmegen
K. Kaper N.C.E. 7600	Highway 97 B S.E. salmon Arm	B.C. V1E4M3	Canada
ir. J. Kingma	Zuid-Oostraklaan 13	3544 RJ	Utrecht
J. Koopmans	Abdij van Oosterhoutstraat 89	5037 CM	Tilburg
ir. M. Lubbers	Spreeuwenstraat 185	3815 SV	Amersfoort
F.A.M. Maessen	Emmalaan 2	6074 AR	Melick
ir. G.C.M. Meijer	Oude IJsbaan 52	2612 NG	Delft
ir. J.W.G. Nielander	Trekvogelweg 215	3815 LG	Amersfoort
ir. A.J.M.E. Prick	Kringloop 51	1186 GS	Amstelveen
dr.ir. E.H. Nordholt	Koningspark 8	2171 CR	Sassenheim
ir. A. van Rhijn	Kerkehout 1	2245 XM	Wassenaar
dr.ir. A.B. Smolders	Westeres 4	7981 BC	Diever

ing. R.A.M.J. Snijders	Bernard Zweerslaan 8	5654 GD	Eindhoven
ir. J. Veenstra	Hoofdstraat 7	9342 PA	Een
ir. G.J.C. Verhoef	Fuutlaan 7	2261 CH	Leidschendam
dr.ir. C.J.M. Verhoeven	Helder Camaratsraat 3	2622 BH	Delft
ir. B.C.J. Vriesema	Haarlemmermeerstraat 60-1	1058 KC	Amsterdam
ir. W. Weeda	Plasweg 12	3768 AM	Soest
ir. G.K.F. van der Woud	Noordwaarts 172	2711 HN	Zoetermeer

› (AFSTUDERENDE) WO'ERS ELEKTROTECHNIEK VOOR SIGNAAL DELFT ‹ Het is geen geheim. De geïntegreerde defensiesystemen die bij Signaal worden ontwikkeld, behoren tot de wereldtop. Ook jij kunt aan de basis staan van dit vernuft. Zonder dat je eerst jarenlang op je beurt moet wachten. Je kunt meteen je kennis en ideeën kwijt op grote projecten bij Signaal Hengelo of bij Signaal Delft. Omgekeerd kun je putten uit een enorme bron van kennis die wereldwijd gevoed wordt door meer dan 50.000 medewerkers van ons moederconcern Thomson-CSF. Met systemen als de Goalkeeper, de Flycatcher, APAR, Smart-L 3D radar en nog een aantal vindingen staat Signaal hoog in de octrooien-toptien.
Maar op je lauweren rusten is er niet bij in de wereld van complexe radar- en gedistribueerde real-time gegevensverwerkende systemen, van command en control, sensoren en telecommunicatie. Daarom zoeken we (ervaren) elektrotechnici, technisch natuurkundigen en wiskundigen die als Radar Engineer en Systeemontwerper naam willen maken. **LAAT HET MAAR ZIEN BIJ SIGNAAL**



neer informatie en/of sollicitatie: Hollandse Signaalapparaten BV, Werving & Selectie, drs. Anne-Marie de Graaf, Postbus 42, 7550 GD Hengelo. Telefoon: 074 - 248 3733, e-mail: recruitment@signaal.nl Zie ook onze site: www.signaal.thomson-csf.com

Cursus aankondigingen

PATO

- Ontwerpmethoden voor Robuust Regelen
  1, 8 en 15 juni 1999 in Delft
- Industriële marketing voor technici
  2, 3 en 4 juni 1999 in Geldrop

Contactadres: Stichting PATO,
Postbus 30424, 2500 GK Den Haag
tel: 070 36 44 957
fax: 070 35 62 722

EUROPRACTICE

Advanced engineering courses:

-Advanced Digital IC Design
Session I: 23 – 27 augustus 1999

-Advanced Analog IC Design
Session II: 23 – 27 augustus 1999

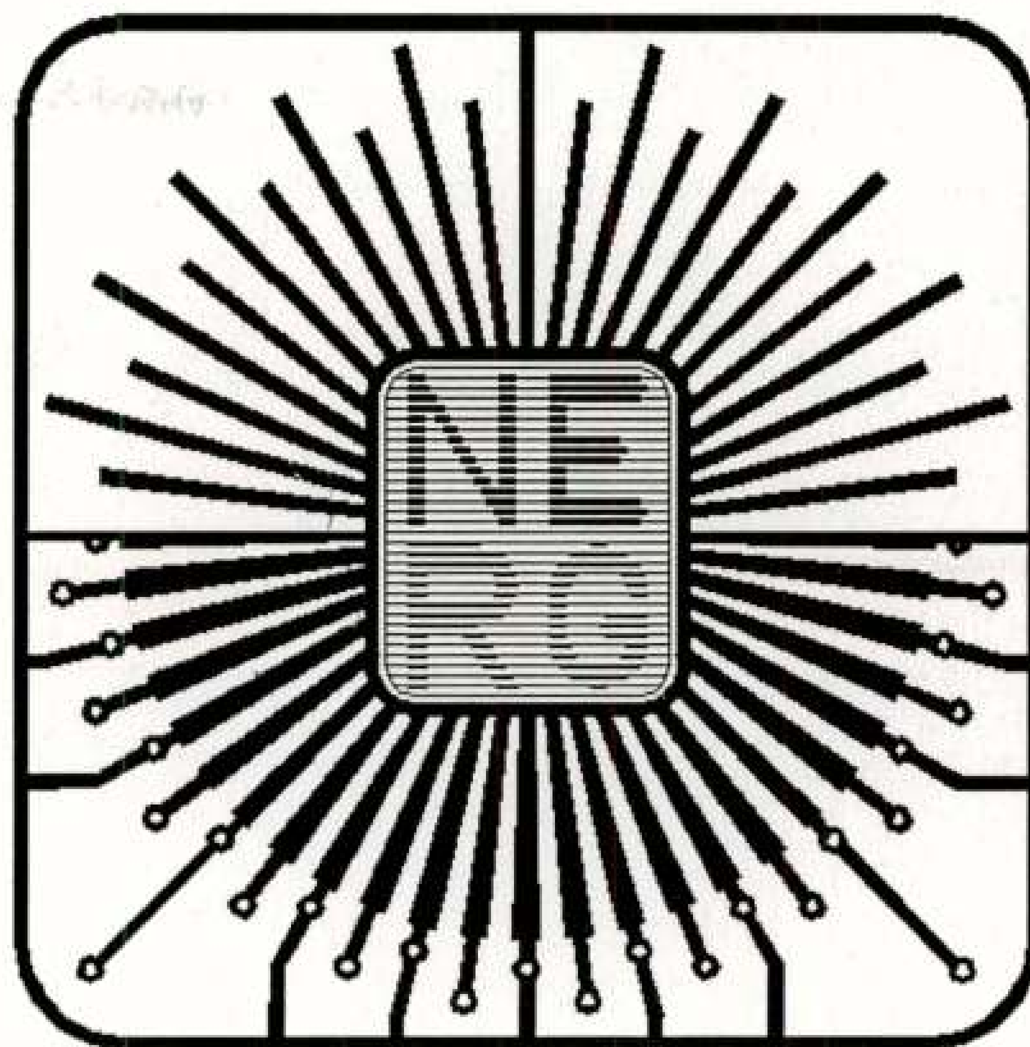
-Practical Aspects in Analog and Mixed-Mode IC Design
Session III: 30 augustus – 3 september 1999

-High-speed data convertors
27 september – 1 oktober 1999

-Transistor level analog design
27 – 30 september 1999

Plaats: École Polytechnique Fédérale de Lausanne

Contactadres:
V. Valence, EPFL-LEG
EL-Ecublens, CH-1015, Lausanne, Switzerland
tel: +41-21-695-2222
fax: +41-21-695-2220
e-mail: valence@mead.ch
web: http://dewww.epfl.ch/leg/post-ht/postform.htm



Conferenties, vakbeurzen

- Decentralisatie van het geluidbeleid
  27 mei 1999 Aristo Zalen, Amsterdam
  13.00 –16.30 uur

Contactadres: Leids Congres Bureau
Antwoordnummer 10144, 2300 VB Leiden
tel. 071 5148203
fax: 071 5128095

- BUSINESS 2000
  6 evenementen op het gebied van informatie en communicatie technologie
  22 t/m 24 september 1999 in Amsterdam RAI
  Contactadres: Carroll Florentinus
  Persvoorlichting Amsterdam RAI
  tel. 020 5491212
  e-mail: carroll.florentinus@bridge-admp.nl

- Gateway to 21st Century Communications Village
  VTC 1999 - Fall
  19 – 22 september 1999 Amsterdam RAI
  Secretariaat: J. van Goyenkade 11
  1075 HP Amsterdam
  tel: 020 679 3411
  fax: 020 673 7306
  e-mail: VTC@eurocongres.com

nederlands
elektronica-
en
radiogenootschap

Correspondentie-adres: Postbus 39, 2260 AA Leidschendam.
Gironummer 94746 t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap (NERG) is een wetenschappelijke vereniging, welke zich ten doel stelt de kennis en het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica, signaalbewerking, communicatie- en informatietechnologie te bevorderen, en de verbreiding en toepassing van die kennis te stimuleren.
(Internet WWW-site : www.nerg.nl)

BESTUUR

LIDMAATSCHAP

Voor lidmaatschap wende men zich via het correspondentieadres tot de secretaris. Het lidmaatschap van het NERG staat open voor hen, die aan een universiteit of hogeschool zijn afgestudeerd en die door hun kennis en ervaring bij kunnen dragen aan het genootschap. De jaarlijkse contributie bedraagt voor gewone leden f 75,- en voor junior leden f 39,-. Bij automatische incasso wordt f 3,- korting verleend.
Gevorderde 1e fase studenten en 2e fase studenten aan een technische universiteit komen in aanmerking voor het junior lidmaatschap en kunnen daartoe contact opnemen met de contactpersoon op hun universiteit.
In bepaalde gevallen kunnen ook andere leden, na overleg met de penningmeester, voor een gereduceerde contributie in aanmerking komen. De contributie is inclusief abonnement op het Tijdschrift van bet NERG en deelname aan vergaderingen, lezingen en excursies.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt gemiddeld vijf maal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en de telecommunicatie. Auteurs, die publicatie van hun artikel in het tijdschrift overwegen, wordt verzocht vroegtijdig contact op te nemen met de hoofdredacteur of een lid van de Tijdschriftcommissie.

Het jaarabonnement van het tijdschrift bedraagt f 75,-

TIJDSCHRIFTCOMMISSIE

ISSN 03743853
Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap